

# **Verfahren zur Minimierung des Einflusses von Störkräften in lagegeregelten Vorschubantrieben**

Vom Fachbereich 18  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Darmstadt  
zur Erlangung der Würde eines  
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte Dissertation  
von

**Dipl.-Ing. Steffen Doenitz**  
geboren am 11. September 1966 in Gotha

Referent:	Prof. Dr.-Ing. Helmut Zürneck
1. Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein
2. Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. habil. Andreas Binder
Tag der Einreichung:	28. April 2003
Tag der mündlichen Prüfung:	15. Oktober 2003

D 17  
Darmstädter Dissertation



## Vorwort

*Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung der Technischen Universität Darmstadt.*

*Sehr herzlich danke ich Herrn Professor Dr.-Ing. Helmut Zürneck für die gute Zusammenarbeit und die Unterstützung dieser Arbeit.*

*Herrn Professor Dr.-Ing. Detlev Hackstein und Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Andreas Binder danke ich für die Übernahme des Korreferats.*

*Für das dieser Arbeit entgegengebrachte Interesse möchte ich Herrn Professor Dr.-Ing. Peter Mutschler sowie Herrn Dr.-Ing. Wolfram Anschütz herzlich danken.*

*Der Deutschen Forschungsgemeinschaft danke ich für die finanzielle Unterstützung im Rahmen des Schwerpunktprogramms „Systemintegration elektrischer Antriebe“.*

*Den Herren Dr.-Ing. Stephan Schultze und Dr.-Ing. Ingo Hahn der Indramat GmbH danke ich für die Bereitstellung eines Synchronlinearmotors und für fachliche Anregungen.*

*Allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Instituts für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung danke ich für die gute Zusammenarbeit.*

*Besonders möchte ich Frau Dr.-Ing. Jutta Hanson und den Herren Dr.-Ing. Hartmut Hinz, Dr.-Ing. Stefan Huth, Dipl.-Ing. Alexander Krautstrunk für Ihre Unterstützung danken.*

*Mein besonderer Dank gilt allen Studien- und Diplomarbeitern, die einen wesentlichen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben. Die Zusammenarbeit mit ihnen war stets motivierend und eine nachhaltige Bereicherung für mich.*

*Schließlich bedanke ich mich bei meiner Familie und Freunden, die auf ihre Art zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.*



## Kurzfassung der Arbeit

Die Achsen von Werkzeugmaschinen verwenden zum Positionieren elektromechanische Antriebe. In derartigen Antrieben beeinflusst das mechanische Übertragungsverhalten maßgeblich das Gesamtverhalten. Unter anderen bestimmen die im Antriebsstrang auftretenden Reibungskräfte und die Bearbeitungskräfte, Rückwirkungen des Bearbeitungsvorganges auf den Antrieb, die Positioniergenauigkeit. Beide Kräfte wirken als Störgrößen auf die Lageregelung ein.

Diese Arbeit gibt zunächst einen Überblick über Veröffentlichungen, die sich mit der Minimierung von Störungen in der Antriebstechnik auseinandersetzen. Dabei ist festzustellen, dass sich zahlreiche Publikationen mit Reibungsphänomenen befassen, jedoch den Rückwirkungen von Bearbeitungskräften weniger Aufmerksamkeit gewidmet wird.

Aus diesem Grund untersucht diese Arbeit an einem einachsigen Spindelantrieb neben der Reibungs- auch die Bearbeitungskraftkompensation. Dazu wurde ein neuartiger Bearbeitungskraftaktuator entwickelt, der aus einem Synchronlinearantrieb besteht. Somit können Bearbeitungskräfte reproduzierbar nachgebildet werden.

Die Regel- und Steueralgorithmen zur Lageregelung des Spindelantriebs werden dargelegt.

Zur Analyse der Regelstrecke werden zwei Verfahren angewendet. Zum einen werden die Streckenparameter online mit Hilfe eines Verfahrens der kleinsten Fehlerquadrate ermittelt. Zum anderen wird die Regelstrecke mit Hilfe eines Verfahrens basierend auf der Korrelationsanalyse analysiert. Die Ergebnisse beider Verfahren werden vergleichend analysiert.

Zur Verbesserung des Störverhaltens werden verschiedene Regelstrukturen mit einem in dieser Arbeit entwickelten Störkraftbeobachter verglichen. Der Störkraftbeobachter ermittelt die Summe aus Reib- und Bearbeitungskraft. Das ermittelte Signal wird zur Störgrößenaufschaltung verwendet.

Simulatorisch und experimentell gewonnene Ergebnisse zeigen, dass das Verfahren mit üblichen Regelstrukturen kombiniert werden kann und dessen Anwendung zu einer Verbesserung des Störverhaltens führen.



## Abstract

Electro mechanical drives are applied to position single axes of machine tools. The mechanical characteristics of such drives determine basically the overall behavior. Beside other factors the system inherent friction force and the machining force – feedback of the machining process – influence the accuracy of the positioning system. Both forces act as disturbances internally of the closed position control loop.

At the beginning of this thesis an overview is given about publications in the field of reduction of disturbance influences. Most publications investigate friction phenomena but only a less amount of publications regarding machining force influences can be found.

Therefore this thesis investigates friction and machining force phenomena practically on an one axis screw spindle drive. In order to load the spindle drive a novel machining force actuator has been developed consisting of a synchronous linear motor. By using the actuator reproducible machining forces can be generated.

Control loop design and algorithms of position control are explained.

Two methods are used to analyze the system behavior. One based on a least square method estimates system parameters online. The other one estimates the parameters based on correlation method. Results of both analyses are compared.

To investigate the behavior of the closed position control loop regarding the influence of disturbance forces various control structures are investigated and compared with one in this thesis developed disturbance force observer. It can be used as feedforward compensation to reduce the influence of the friction and machining forces.

Simulated and experimental results show that the method can be combined with the common control strategies and it improves the disturbance behavior.





# Inhaltsverzeichnis

<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>VII</b>
<b>Formelzeichen und Abkürzungen</b>	<b>IX</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Einordnung der Arbeit</b>	<b>3</b>
2.1 Erfassen und Kompensieren der Störgröße	4
2.2 Spezifische Regelstrukturen	6
<b>3 Beschreibung des Versuchsaufbaus</b>	<b>9</b>
3.1 Lagegeregelter Positionierantrieb	9
3.1 Bearbeitungskraftaktuator	16
<b>4 Lineare Regelkonzepte</b>	<b>22</b>
4.1 Modellbildung der Regelstrecke	22
4.1.1 Übertragungsfunktionen	27
4.1.1 Zustandsraumbeschreibung	29
4.1 Kaskadenregelung	31
4.2 Zustandsregelung	36
<b>5 Analyse der Regelstrecke</b>	<b>39</b>
5.1 Theoretische Ermittlung der Prozessparameter	39
5.2 Schätzverfahren zeitdiskreter Prozessmodelle	40
5.3 Streckenanalyse mittels Korrelationsverfahren	50
5.4 Auswertung der Streckenanalyse	63
<b>6 Maßnahmen zur Verbesserung des Störverhaltens</b>	<b>64</b>
6.1 Realisierung der Lageregelung	65
6.2 Explizite Störkraftkompensation	67
6.3 Kompensation mit Störkraftbeobachter	70
6.4 Realisierung der Störgrößenaufschaltung	74

<b>7</b>	<b>Anwendung der Methoden im lagegeregelten Betrieb</b>	<b>75</b>
7.1	Lageregelung ohne Störgrößenkompensation	76
7.2	Lageregelung mit expliziter Störkraftschätzung	79
7.3	Lageregelung mit Störkraftbeobachter	82
7.4	Lageregelung mit PI-Lageregler	85
7.5	Vergleich der Methoden	87
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>92</b>
<b>9</b>	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>94</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>99</b>
A.1	Daten des lagegeregelten Vorschubantriebs	99
A.2	Daten des Synchronlinearantriebs	100
A.3	Verformung des Gestells	100
A.4	Reglerentwurf des Ankerstromreglers	102
A.5	Erzeugung und Eigenschaften des PRBS-Signals	104

# Formelzeichen und Abkürzungen

## Formelzeichen

$\dot{\phi}_T$	[m/s]	Rotorgeschwindigkeit, auf translatorische Geschwindigkeit umgerechnete Rotordrehzahl
$\lambda$	[-]	Vergessensfaktor
$\omega$	[rad/s]	Mechanische Kreisfrequenz
$\Psi$	[Vs]	Magnetischer Fluss der Gleichstrommaschine
$\phi$	[rad]	Motordrehwinkel
$\Theta$	[kgm <sup>2</sup> ]	Massenträgheitsmoment von Rotor und Gewindespindel
$\Delta s$	[m]	Verschiebung zwischen Primär- und Sekundärteil aus der Ruhelage
$\eta_{Sp}$	[-]	Wirkungsgrad der Gewindespindel
$\phi_T$	[m]	Drehwinkel, transformiert in eine Längenposition
$\Delta y$	[m]	Regelabweichung Lageregelung
$\Delta y_v$	[m]	Regelabweichung Lageregelung mit Geschwindigkeitsvorsteuerung
$\underline{A}$		Systemmatrix der Regelstrecke
$\underline{B}$		Steuermatrix
$c$	[N/m]	Summenfedersteifigkeit
$\underline{C}$		Ausgangsmatrix
$d$	[Ns/m]	Dämpfungskonstante
$\underline{E}$		Störmatrix
$F_B$	[N]	Bearbeitungskraft
$F_{B\text{ soll}}$	[N]	Bearbeitungskraftsollwert
$F_R$	[N]	Reibkraft
$f_s$	[Hz]	Schaltfrequenz
$F_{Sp}$	[N]	Übertragene Kraft der Gewindespindel
$F_{Stör}$	[N]	Summe aller Störkräfte
$F_T$	[N]	Trägheitskraft
$G_{4QS}$		Übertragungsverhalten des 4 Quadrantenstellers
$G_{GS}$		Übertragungsverhalten des Ankerkreises
$G_{mi}$		Übertragungsverhalten des Strommessgliedes
$G_{oi}$		Übertragungsverhalten offener Stromregelkreis
$G_{RI}$		Übertragungsfunktion des Ankerstromreglers
$G_{Rn}$		Übertragungsfunktion des Drehzahlreglers

$G_{Ry}$		Übertragungsfunktion des Lagereglers
$G_{wi}$		Führungsübertragungsfunktion Ankerstromregelkreis
$G_{wy}$		Führungsübertragungsfunktion Lageregelkreises
$G_{zy}$		Störungsübertragungsfunktion Lageregelkreises
$h_{sp}$	[m/rad]	Spindelsteigung
$I$		Einheitsmatrix
$I_A$	[A]	Ankerstrom
$I_{komp}$	[A]	Kompensationswert der Störgrößenaufschaltung
$I_{soll}$	[A]	Ankerstromsollwert
$I_{vor}$	[A]	Vorsteuerwert des Ankerstromes
$k_{ik}$		Integralanteil Lageregler
$k_{mi}$		Verstärkungsfaktor der Strommessung
$k_{nk}$		Faktor Geschwindigkeitsvorsteuerung
$k_R$		Arbeitspunktabhängiger Reibkoeffizient
$k_v$		Geschwindigkeitsverstärkung Lageregler
$l, l_d$	[-]	Beobachterparameter
$L_A$	[Vs/A]	Ankerinduktivität
$m$	[kg]	Masse des Werkzeugschlittens und der Last
$m_\theta$	[kg]	Umgerechnetes Massenträgheitsmoment
$M_M$	[N]	Moment der Gleichstrommaschine
$M_{Sp}$	[N]	Übertragungsmoment der Spindel
$n$	[U/min]	Motordrehzahl
$n_{soll}$	[U/min]	Sollwert der Motordrehzahl
$n_{vor}$	[U/min]	Vorsteuerwert der Motordrehzahl
$\underline{R}$		Zustandsregler
$R_A$	[ $\Omega$ ]	Ankerwiderstand
$s$		Laplace-Operator
$s_0$	[m]	Anziehungskraftwegkonstante Synchronlinearmotor
$s_n$	[m]	Nennluftspalt Synchronlinearmotor
$T_0$	[s]	Abtastzeit
$T_{oi}$	[s]	Zeitkonstante des Stromregelkreises
$\underline{u}$		Stellgrößenvektor
$U_d$	[V]	Mittlere Ankerspannung
$U_{rot}$	[V]	Rotationsspannung des GS Maschine
$u_{st}$	[-]	Steuerspannung
$U_{zw}$	[V]	Zwischenkreisspannung
$V$		Fehlermaß
$v, \dot{y}$	[m/s]	Geschwindigkeit des Werkzeugschlittens
$\underline{x}$		Zustandsvektor
$y$	[m]	Position des Werkzeugschlittens

$y_{\text{soll}}$	[m]	Lagesollwert des Werkzeugschlittens
$\underline{z}$	$z$	Störgröße, Störgrößenvektor, Variable der z-Transformation

### Abkürzungen

DP-RAM	Dual Port - Read Only Memory
DSFI	Discrete Square Root Filtering
GS	Gleichstrom
LS	Least Square
NC	Numeric Control
PC	Personal Computer
PRBS	Pseudo Rausch Binär Signal
SERCOS	SErial Realtime COmmunication System
VDI	Verein Deutscher Ingenieure



# 1 Einleitung

Die Positioniergenauigkeit von lagegeregelten Servoantrieben ist wesentlich von den momentan wirkenden Störkräften abhängig. Dazu zählen systemimmanente Reibkräfte sowie Bearbeitungskräfte, die durch Rückwirkungen von Bearbeitungsprozessen, wie z. B. Fräsen, entstehen. Maßnahmen, die auf die Störgrößen des geregelten Systems Einfluss nehmen, kann man in zwei Gruppen unterteilen.

Die erste Gruppe versucht, auftretende und ungewollte Störfaktoren, wie beispielsweise Reibkräfte, durch konstruktive Maßnahmen zu minimieren. Ein typisches Beispiel hierfür ist die Gestaltung der Lagerung zwischen bewegten mechanischen Teilen. In Abhängigkeit von den Kosten und den Anforderungen werden reibungsbehaftete Gleit- und Wälzlager aber auch reibungsfreie Lagerungen, wie z. B. Magnetlager eingesetzt.

Die zweite Gruppe, in die diese Arbeit einzuordnen ist, versucht den physikalischen Prozess mit seinen realen, oft nichtlinearen Eigenschaften mit Hilfe von quantitativen Modellen zu erfassen. Mit ihrer Hilfe werden Prozessgrößen erfasst, die von einem geeignet zu wählenden Ansteuer- bzw. Regelverfahren so verarbeitet werden, dass die gewünschten Genauigkeitsanforderungen erzielt werden. Oft wird nur durch die Kombination beider Maßnahmen der gewünschte Erfolg erreicht.

Die Modelle können auch für Überwachungs- und Diagnosefunktionen eingesetzt werden. Als Beispiel sei an dieser Stelle die Verschleißüberwachung von Werkzeugen genannt. Mit deren Hilfe kann der Wartungsbedarf abgeschätzt werden. Somit wird den höher werdenden Ansprüchen an moderne Fertigungsanlagen Rechnung getragen, die Effizienz, Qualität und Sicherheit des Bearbeitungsprozesses zu steigern.

Ziel dieser Arbeit ist es, verschiedene Maßnahmen zur Minimierung des Einflusses von Störungen aufzuzeigen und sie anhand eines lagegeregelten Vorschubsystems praktisch zu vergleichen. Dazu werden Verfahren entwickelt und getestet, welche die nicht direkt messbaren Störkräfte, die Summe aus Reib- und Bearbeitungskräften, bestimmen.

Mit Hilfe des ermittelten Kraftsignals kann eine Störgrößenkompensation realisiert werden, die zu einer Verbesserung der Positioniergenauigkeit führt. Ebenso kann das ermittelte Störkraftsignal zur Überwachung und Diagnose des Bearbeitungsprozesses genutzt werden, um

z. B. Rückschlüsse auf den Werkzeugverschleiß zu ziehen und gegebenenfalls einen Werkzeugwechsel zu veranlassen.

Kapitel 2 dieser Arbeit gibt in einem Überblick den Stand der Technik von Verfahren zur Störgrößenunterdrückung innerhalb von Servoantrieben wieder. Weiterhin wird auf Veröffentlichungen zur Prozessdiagnose eingegangen, die im Zusammenhang mit dieser Arbeit stehen.

Die Verfahren zur Störkraftunterdrückung werden an einem typischen elektromechanischen Vorschubsystem, bestehend aus einer elektrischen Maschine und angekuppeltem Gewindespindeltrieb, experimentell untersucht. Der lagegeregelte Positionierantrieb wird dabei durch einen Kraftaktuator belastet, mit dessen Hilfe reproduzierbare Bearbeitungskraftverläufe erzeugt werden. Als Belastungsmaschine wird ein synchroner Linearantrieb eingesetzt. Der Aufbau des Versuchsstands und die Modellbildung der Regelstrecke werden in Kapitel 3 erläutert.

Ziel bei der Entwicklung der Kompensationsverfahren ist, die Kombinierbarkeit der Verfahren mit den heute üblichen linearen Regelkonzepten, Kaskaden- und Zustandsregelung, sicherzustellen. Kapitel 4 geht auf deren Struktur, Reglerentwurf sowie Führungs- und Störverhalten näher ein.

In Kapitel 5 werden verschiedene Möglichkeiten zur Analyse der Regelstrecke beschrieben. Eine genaue Kenntnis der Regelstrecke ist eine wesentliche Voraussetzung sowohl für den Reglerentwurf, als auch für die Kompensationsverfahren.

Mögliche Strukturen zur Störkraftunterdrückung werden in Kapitel 6 detailliert erläutert und deren Vor- und Nachteile diskutiert.

Kapitel 7 stellt simulatorisch und experimentell ermittelte Ergebnisse für verschiedene Regelstrukturen vergleichend dar.



## 2 Einordnung der Arbeit

Ziel moderner Produktionsanlagen ist es, hohe Bearbeitungsgenauigkeiten sowie kurze Fertigungszeiten zu erreichen und eine große Verfügbarkeit der Maschinen sicherzustellen. Dazu werden heute verschiedene, zum Teil parallel wirkende Maßnahmen und Strategien eingesetzt. Ein Beispiel dafür ist die Hochgeschwindigkeitsbearbeitung. Die Bearbeitungsgeschwindigkeiten liegen dabei im Bereich von einigen 100 m/min bei Antriebsdrehzahlen von ca. 12000-22000 U/min. Sie schwanken in einem weiten Bereich in Abhängigkeit vom spezifischen Bearbeitungsprozess [VDI\_93].

Ein anderes Beispiel ist die möglichst optimale Ausnutzung der Maschinenleistung beispielsweise durch Fräsleistungsregelungen [WAL\_92] und eine Reihe von Diagnose- und Überwachungsverfahren [VDI\_95], welche die Ausfallzeiten der Maschinen verringern.

In diesem Kapitel wird ein Überblick über Arbeiten zur Verbesserung des Störverhaltens von Servoantrieben gegeben. Dabei können Verfahren unterschieden werden, die explizit die Störgröße, in diesem Fall die Störkraft, berechnen und sie anschließend einer Störgrößenaufschaltung zuführen. Andere Verfahren versuchen durch eine geeignete Regelungsstruktur die Wirkung der Störgrößen zu minimieren, ohne sie explizit zu ermitteln. Das Kapitel endet mit einer kurzen Darstellung von Diagnosemethoden.

Als Störgrößen treten in der Antriebstechnik und Automatisierungstechnik vor allem Reib- und Bearbeitungskräfte auf. Dementsprechend existieren zahlreiche Veröffentlichungen, die sich vor allem mit dem Einfluss von Reibkräften und deren Kompensation beschäftigen. So wird in [ARM\_94] ein Überblick über Eigenschaften, Modelle und Kompensationsmethoden von Reibkräften gegeben.

Wesentlich weniger Arbeiten gehen auf Bearbeitungskräfte ein. Dies liegt zum einen daran, dass Bearbeitungskraftverläufe abhängig vom spezifischen Bearbeitungsprozess sind und sich daher schlecht verallgemeinern lassen und zum anderen, dass die komplexen Eigenschaften des Reibungsverhaltens mehr Aufmerksamkeit erhalten.

Der heutige Trend in der Fertigung, verstärkt zur Hochgeschwindigkeitsbearbeitung überzugehen, erfordert Antriebe mit einer hohen Bandbreite. Direktantriebe erfüllen diese Forderung aufgrund ihres ho-

hen Beschleunigungsvermögens. Allerdings besitzen sie gegenüber konventionellen elektromechanischen Vorschubsystemen, wie z. B. Kugelgewindetrieb, eine geringere Laststeifigkeit. Weiterhin werden mit Direktantrieben geringere Kraftdichten erreicht. Ursache dafür sind geringere Trägheitsmassen und fehlende Getriebeübersetzungen [WEC\_97]. Die Regelung von Direktantrieben muss diesen Nachteil ausgleichen. Damit bestimmt deren Qualität entscheidend das Lastverhalten.

Nachfolgend wird ein Überblick über Methoden der Minimierung des Einflusses von Störkräften in elektromechanischen Antrieben gegeben.

## 2.1 Erfassen und Kompensieren der Störgröße

In diesem Abschnitt werden Verfahren genannt, die explizit die Störgröße erfassen, um sie dann geeignet aufzuschalten. Dabei kann man nach der Art der Störgrößenbestimmung unterteilen.

### Störgrößenbeobachter

Eine ganze Reihe von Veröffentlichungen basiert auf dem in [FÖL\_94] vorgeschlagenen Störgrößenbeobachter. Sie unterscheiden sich jedoch zum Teil erheblich in der jeweiligen Anwendung und in den zur Verfügung stehenden Messgrößen.

Häufiger in der Literatur zu finden sind Varianten bei denen Drehmoment bzw. Stromistwert und die Drehzahl als Messgrößen zur Beobachtung verwendet werden [GIS\_92], [SER\_95], [KOK\_90]. So beobachtet [GIS\_92] das Lastmoment und kann dadurch auf den integralen Anteil im Drehzahlregler verzichten. Dadurch kann das Führungs- und das Störverhalten des Lageregelkreises verbessert werden. Die Strecke wird als Ein-Massen-System ohne Reibung nachgebildet. [SER\_95] erfasst mit derselben Struktur das Lastmoment und die Drehmomentenwelligkeit eines permanent erregten Synchronmotors und kann durch Aufschalten eines zusätzlichen Stromsollwertes das Störverhalten im Drehzahlregelkreis verbessern, behält aber den PI-Drehzahlregler bei.

In der Patentschrift [KOK\_90] wird ein Regelsystem vorgeschlagen mit dessen Hilfe die zeit- oder drehwinkelperiodischen Störgrößenanteile prädiziert und kompensiert werden. Dabei wird die Kompensationsgröße aus der vorherigen Umdrehung bestimmt, d. h. die erzeugten Lastmomentverläufe hängen nicht kausal zusammen, aber langsame Einflüsse auf die Störgröße werden dadurch erfasst. In der Ausgestaltung

der Erfindung wird zunächst das auf den Drehwinkel der Maschine bezogene Lastmoment ermittelt. Dies geschieht mit Hilfe eines Luenberger-Beobachters mit dem Maschinenmoment als Eingangs- und der Drehzahl als Ausgangsgröße. Anschließend wird das beobachtete Lastmoment digitalisiert und in einem Speicher abgelegt. Der gespeicherte Lastmomentenverlauf wird mit Hilfe von Koordinatentransformationen winkelabhängig aufgeschaltet. Bei dieser Aufschaltung können die Totzeit des Stellgliedes, die Rechenvorhaltezeit und die Verzögerung des Stromregelkreises berücksichtigt werden, so dass die Kompensationsgröße zeitlich richtig zur Wirkstelle zugeordnet wird, sich aber aus den Messwerten der vorherigen Umdrehung ergibt.

[RUS\_98] verwendet ebenso ein Ein-Massen-Modell als Regelstrecke eines Schrittmotors, beobachtet allerdings das Lastmoment mit Hilfe des antreibenden Momentes und der gemessenen Motorposition. Der Beobachter wird innerhalb einer Lageregelung eingesetzt, wobei als Lageregler ein Zustandsregler entworfen wird. Die bleibende Regelabweichung bei einer konstanten Störkraft wird durch den Beobachter verhindert.

Die Arbeiten [HEN\_92], [HEN\_98] verwenden einen vom Aufbau ähnlichen lagegeregelten elektromechanischen Vorschub, wie in der vorliegenden Arbeit. Allerdings sind die Größenordnungen beider Systeme völlig unterschiedlich. Die antreibende Maschine nach [HEN\_92] besitzt ein Maximalmoment von 0,15 Nm. Das Maximalmoment des im Rahmen dieser Arbeit eingesetzten Versuchsstandes beträgt ca. 85 Nm und ist damit um den Faktor 570 größer. Als Lageregler wird ein Zustandsregler entworfen, der die fehlenden Zustandsgrößen und die beobachtete Störkraft aus einem linearen Beobachter rekonstruiert. Durch ein Reibrad ist man in der Lage die Reibkraft an der Motorseite versuchsweise zu verändern. Eine Belastungseinrichtung, die unmittelbar an der Lastmasse Störkräfte einprägt, ist nicht vorhanden.

In [MAR\_90] wird u. a. ein Beobachter zur Reibungskompensation vorgeschlagen. Er wird ebenso wie bei [HEN\_98] um einen nichtlinearen Anteil erweitert. Damit kann das verzögerte Losbrechen aus dem Haftbereich verkürzt werden. Allerdings wird auch hier für den Beobachter das System als starr angenommen.

### **Explizite Störgrößenberechnung**

In diesem Abschnitt sind Verfahren aufgeführt, die die Störgröße explizit aus Modellgleichungen berechnen.

In [FER\_98] wird ein Verfahren vorgestellt, das die Welligkeit des inneren Momentes einer permanent erregten Synchronmaschine erfaßt und kompensiert. Die Störmomente werden dabei in vom Stromsollwert unabhängige und abhängige Störmomente unterteilt. Zu ersteren gehören Nutrastkräfte und Kräfte, die durch Offsetströme in den Phasen hervorgerufen werden. Der zweiten Gruppe sind Kräfte zugeordnet, die durch die nicht idealen Eigenschaften des Motors und Umrichters, wie Oberschwingungen in der Gegenspannung und im Strom, entstehen. Die beiden Anteile werden gemessen, in einer Kennlinie abgelegt und stehen zu einer winkelabhängigen Kompensation zur Verfügung, wobei von einer Periodizität aller Störmomente ausgegangen wird.

In [TÖN\_98] werden die auftretenden wegabhängigen Störkräfte eines Synchronlinearmotors kompensiert. Als Störkraftmodell wird eine Gleichung entwickelt, die mit Hilfe von fünf Parametern die einzelnen Störkraftanteile berechnet. Es werden allerdings nur die systemimmanenten Kräfte, wie Reibung, Nut- und Polrastkräfte sowie die Kraft der Führungsabdeckung kompensiert jedoch keine Bearbeitungskräfte.

## 2.2 Spezifische Regelstrukturen

In diesem Abschnitt werden Beispiele für Verfahren aufgezählt, die die Störgröße nicht explizit berechnen und kompensieren, jedoch durch eine von den üblichen Regelstrategien abweichende Struktur eine Verbesserung des Störverhaltens ermöglichen.

### **Beschleunigungsrückführung**

Da sich die Störkräfte unmittelbar auf die Beschleunigungskraft auswirken, liegt es nahe, die Beschleunigung zu erfassen und innerhalb eines Beschleunigungsregelkreises die Störung auszuregeln. Dies erfordert zusätzliche Sensoren und entspricht einer Abkehr von der vertrauten Kaskadenregelstruktur mit unterlagerten Drehmomenten-, Drehzahl- und Lageregelkreisen.

Ein sehr guter Einblick in die Wirkungsweise einer Beschleunigungsrückführung wird in [SCH\_92] geboten. Dort wird nachgewiesen, dass sie der Wirkung einer zusätzlichen Vergrößerung der Trägheitsmasse entspricht. Allerdings beschränken sich die Ausführungen auf ein Ein-Massen-System.

In [GAM\_93] wird die klassische Kaskadenstruktur in der Antriebstechnik durch einen inneren Drehbeschleunigungsregelkreis mit einem Zweipunktregler modifiziert. Dadurch werden die Störkräfte schon im inneren Regelkreis erfaßt und durch den Zweipunktregler mit maximaler Stellenergie ausgeregelt. Durch die Realisierung des Zweipunktreglers treten Grenzzyklen auf, die durch das Einführen eines Bypass-Integrators im Beschleunigungsregler beseitigt werden können. Die Grenzzyklen werden durch die mit 100 kHz arbeitende „Schaltzustandsänderung“ hervorgerufen, die dem Vier-Quadranten-Steller die Ansteuerimpulse liefert. Weiterhin stellen sich „selbsterregte Schwingungen“ mit deutlich kleineren Frequenzen als die der Grenzzyklen ein. Ursache ist das Übertragungsverhalten der Mechanik zwischen Maschine und Beschleunigungsgeber. Der Frequenzgang zwischen gemessener Drehbeschleunigung und Motormoment wurde bestimmt und anschließend durch ein Modell 8. Ordnung angenähert. Mit Hilfe dieses Modells wird ein Luenberger-Beobachter entworfen, der die Zustandsgrößen des mechanischen Übertragungssystems nachbildet. Unter Nutzung der Zustandsgrößenverläufe können die selbsterregten Schwingungen bedämpft werden, indem eine Zustandsrückführung über geeignet gewählte Rückführungskoeffizienten implementiert wird.

In [GEE\_96] wird ein Synchronlinearantrieb vorgestellt, der mit einem unterlagerten Beschleunigungsregelkreis betrieben wird. Zur Messung der Beschleunigung werden piezoresistive oder kapazitive Sensoren vorgeschlagen. Weiterhin wird das Beschleunigungssignal zusammen mit dem Positionssignal zu einer verbesserten Bestimmung der Geschwindigkeit genutzt.

### Weitere Methoden

Um eine Positioniergenauigkeit von 1 nm unter Wirkung von statischen Lastkräften zu erzielen, wird in [AWA\_98] ein interessanter Ansatz gewählt, der zwei Antriebe miteinander koppelt. Ein konventioneller Spindelantrieb übernimmt eine Grobpositionierung bis auf 500 nm und ein Direktantrieb (voice coil actuator) die Feinpositionierung.

In [DEU\_99] wird ein Regler vorgeschlagen, der sich aus drei Polynomen zusammensetzt. Dadurch können zahlreiche Pollagen des geschlossenen Regelkreises vorgeben werden. Der Entwurf ist entsprechend umfangreich.

Das Ziel, Führungs- und Störverhalten unabhängig voneinander beeinflussen zu können, wird in [HUR\_99] durch eine modifizierte Regelstruktur erreicht. Das Führungsverhalten wird beeinflusst, indem die

Streckendynamik invers nachgebildet und der Strecke vorgeschaltet wird. Dadurch ergibt sich ein Übertragungsverhalten von annähernd eins. Der Sollwert wird über einen Tiefpass mit Verstärkung eins bei niedrigen Frequenzen auf dieses Übertragungssystem gegeben. Die Störgröße wird über einen PI-Regler geregelt, der als Eingang die Differenz aus Regelgröße und Tiefpassausgang erhält.

In dieser Arbeit werden Verfahren zur Störkraftkompensation an einer für Werkzeugmaschinen typischen Achse untersucht. Die Kompensationsverfahren können mit den gängigen linearen Regelstrategien kombiniert werden. Ihre Wirkung wird im geschlossenen Lageregelkreis analysiert. Zunächst wird der Versuchsaufbau beschrieben. Er bildet den Ausgangspunkt der Untersuchungen zur theoretischen Modellbildung der Regelstrecke, da die Analyse der Regelstrecke sowohl die Grundlage für den Reglerentwurf darstellt als auch zur Entwicklung der Verfahren zur Störkraftkompensation verwendet wird.

### 3 Beschreibung des Versuchsaufbaus

Die im Rahmen dieser Arbeit realisierten Verfahren zur Störkraftunterdrückung an einem lagegeregelten Antrieb werden an einer für NC-gesteuerte Werkzeugmaschinen typischen Achse implementiert und experimentell untersucht. In diesem Kapitel wird der experimentelle Aufbau beschrieben, der Ausgangspunkt für die Modellbildung der Regelstrecke ist. Die Modellbildung ist die Grundlage für den Reglerentwurf und Basis der Entwicklung von Maßnahmen zur Störgrößenreduktion.

Die Gesamtübersicht des Versuchstandes ist in Bild 3.1 prinzipiell dargestellt. Der Aufbau unterteilt sich in zwei Funktionsgruppen. Zum einen in den Positionierantrieb, der im Kapitel 3.1 beschrieben wird, und zum anderen in den zur Nachbildung von Bearbeitungskräften verwendeten Bearbeitungskraftaktuator. Anforderungen, Eigenschaften und Realisierung dieses Aktuators werden im Kapitel 3.2 beschrieben.

Um mit Hilfe des Bearbeitungsaktuators Kräfte auf den lagegeregelten Positionierantrieb einzuleiten, müssen beide Antriebe miteinander gekoppelt werden. Einen Überblick über den gerätetechnischen Aufbau gibt Bild 3.2. Im weiteren wird in diesem Kapitel auf diese Abbildungen noch vertiefend eingegangen.

#### 3.1 Lagegeregelter Positionierantrieb

Der lagegeregelte Positionierantrieb besteht aus einem Rechnersystem und dem elektromechanischen Antrieb. Das Rechnersystem basiert auf einem Texas Instrument Signalprozessor TMS 320C30 und besitzt entsprechende Zusatzkarten unter anderen für die Auswertung der optischen Geber, zur Messung und Ausgabe von analogen und diskreten Signalen. Im Rechnersystem sind verschiedene Routinen zur Lageregelung implementiert, die in den folgenden Kapiteln erläutert werden.

Der zu regelnde elektromechanische Antrieb besteht aus einem elektrischen Antrieb und einem Werkzeugschlitten mit Gewindespindel. Der elektrische Antrieb setzt sich zusammen aus einem hochdynamischen Gleichstromsteller und einer permanent erregten Gleichstromservomaschine.

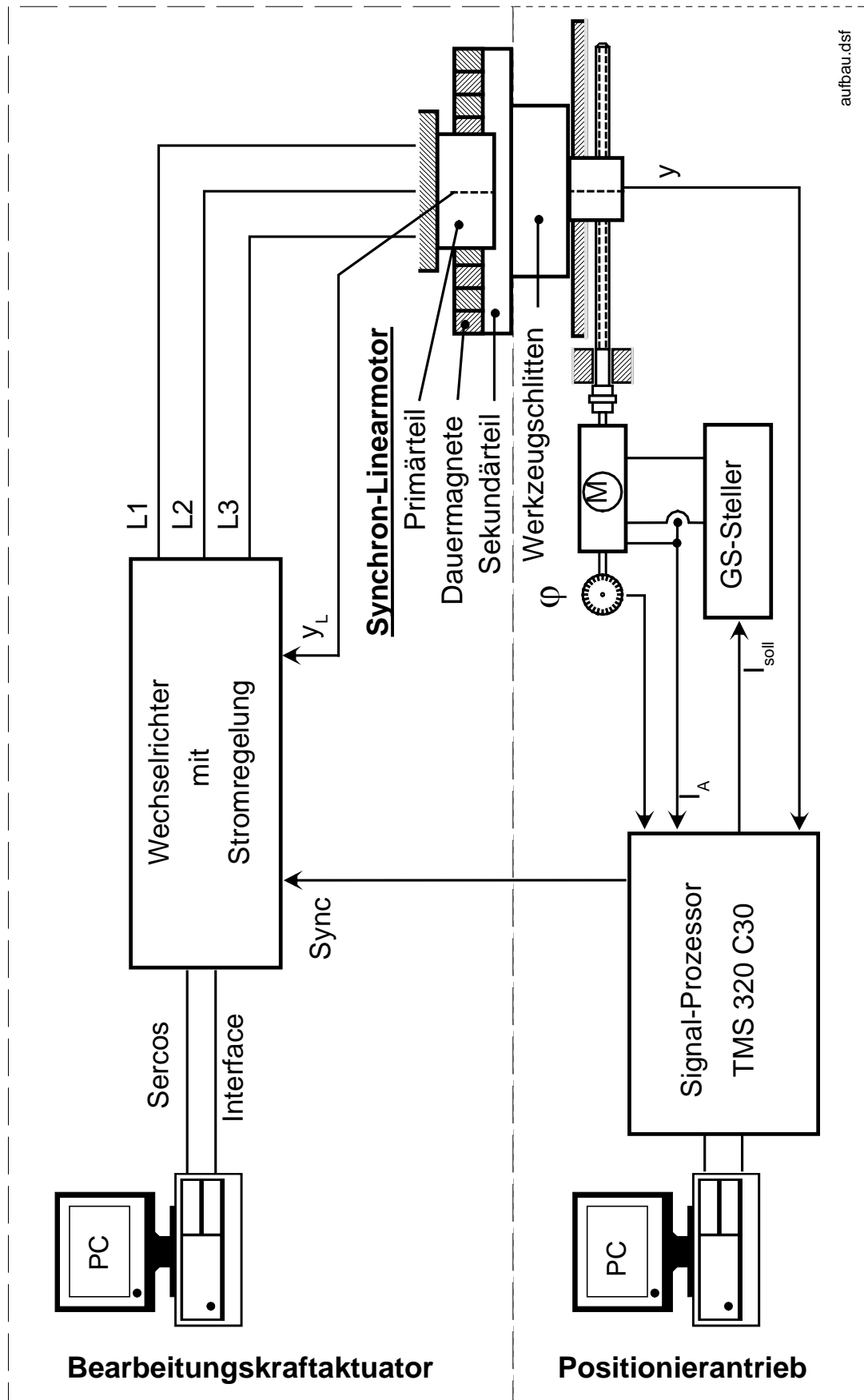
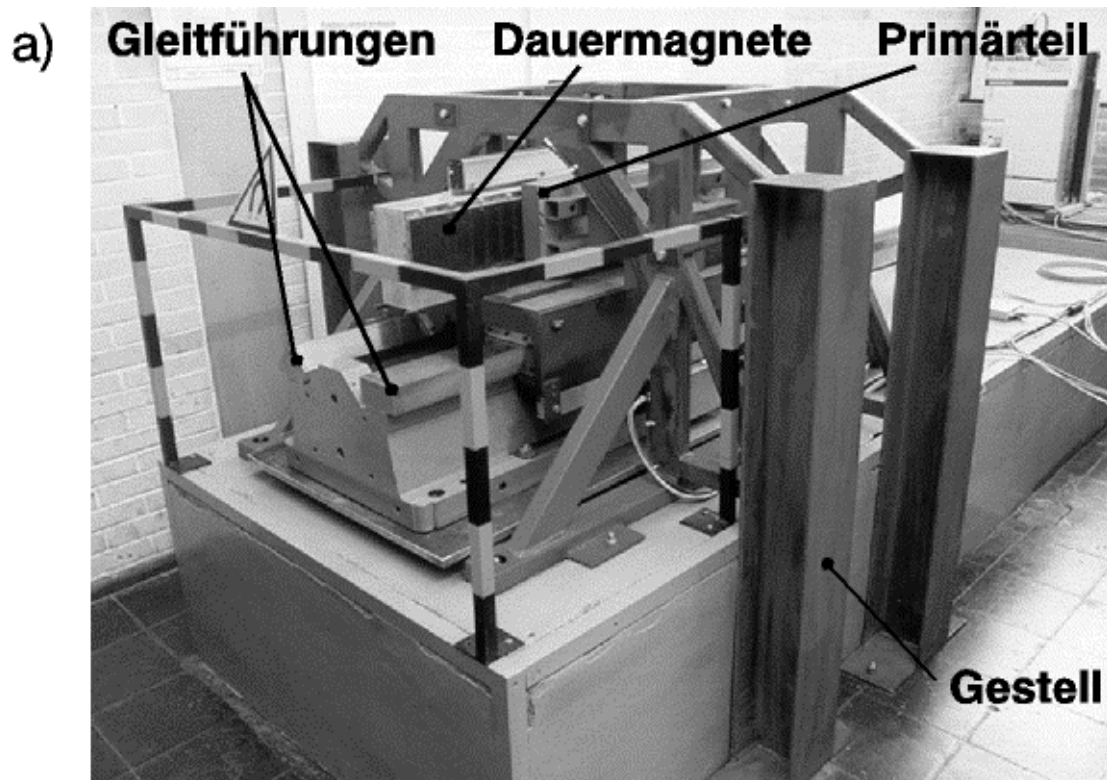


Bild 3.1: Gesamtübersicht des Versuchsaufbaus





fotos.ds1

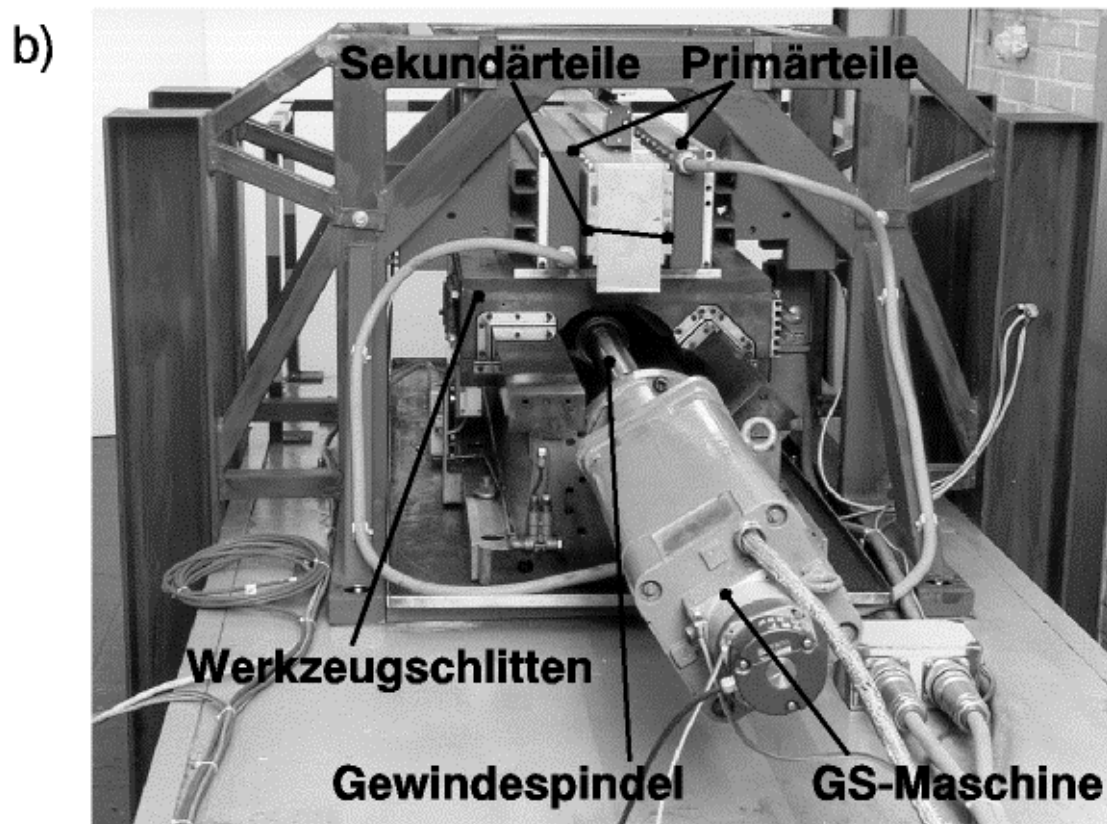


Bild 3.2: Aufbau des Versuchstandes

a) Übersicht

b) Seitenansicht

Der Ankerstromregelkreis ist analog ausgeführt und der Regler im GS-Steller integriert. Deshalb dient der Ankerstromsollwert  $I_{\text{soll}}$  als Stellgröße des Signal-Prozessor-Systems zur Regelung des elektromechanischen Antriebes, Bild 3.1.

Der Rotor der Gleichstrommaschine bewegt über eine Sicherheitskupplung die Gewindespindel, siehe Bild 3.2.b. Auf der Spindel sind zwei Spindelmuttern angebracht, die fest mit dem Werkzeugschlitten verbunden sind und somit den Schlitten bei Drehung der Spindel translatorisch bewegen. Als Messgrößen stehen den Regelalgorithmen der Ankerstrom  $I_A$ , der Drehwinkel  $\phi$  der Rotorwelle und die Schlittenposition  $y$  zur Verfügung, vgl. Bild 3.1.

Um Lose zu vermeiden, verspannt man die Muttern gegeneinander. Dadurch werden die Kugeln, die sich zwischen Mutter und Spindel befinden, an deren Gewindegänge gepresst. Das erhöht die Reibkraft und führt zu zusätzlichem Verschleiß, der in Kauf genommen werden muss. Bedingt durch die Rollreibung entsteht innerhalb dieser Verbindung kein Stick-Slip-Effekt. Dieses Vorschubsystem ist typisch für den Einsatz in einzelnen Achsen von Werkzeugmaschinen [GRO\_81].

Die Gewindespindel ist einseitig gelagert, dadurch ist an einer elastischen Verformung immer nur der Teil der Kugelumlaufspindel beteiligt, der sich zwischen dem Lager und den Spindelmuttern befindet. In [WEC\_89] wird dargestellt, dass sich die Gesamtsteifigkeit aus den Einzelsteifigkeiten von Spindel, Spindelmutter, Lager und Lagerbock zusammensetzt, die Gewindespindel jedoch mit 58% den Hauptanteil besitzt.

Der Werkzeugschlitten bewegt sich auf einer dreieckförmigen und einer flachen Gleitführung des Maschinenbettes, die in Bild 3.2 gut zu erkennen sind. Die Führungsbahnen des Schlittens sind teflonbeschichtet und bestimmen im Wesentlichen die Reibkraftcharakteristik des elektromechanischen Positionierantriebes. Teflon zeichnet sich für Anwendung im Maschinenbau besonders durch einen niedrigen Reibungskoeffizienten und seine hohe chemische Beständigkeit aus. Je nach Art der Schmierung können an Gleitführungen unterschiedlichste Reibkraftkennlinien auftreten, auf die in Kapitel 3.2 eingegangen wird.

Die permanent erregte Gleichstrommaschine wird durch einen im Rahmen dieser Arbeit [ECK\_96] neu entwickelten Vier-Quadranten-Steller aus einem Gleichspannungszwischenkreis gemäß Bild 3.3 gespeist. Dadurch erhält der Antrieb die für moderne Servoantriebe typische hohe Dynamik. Im Leistungsbereich von einigen Kilowatt werden derzeit

vorwiegend permanent erregte Synchronmaschinen als Servoantriebe eingesetzt.

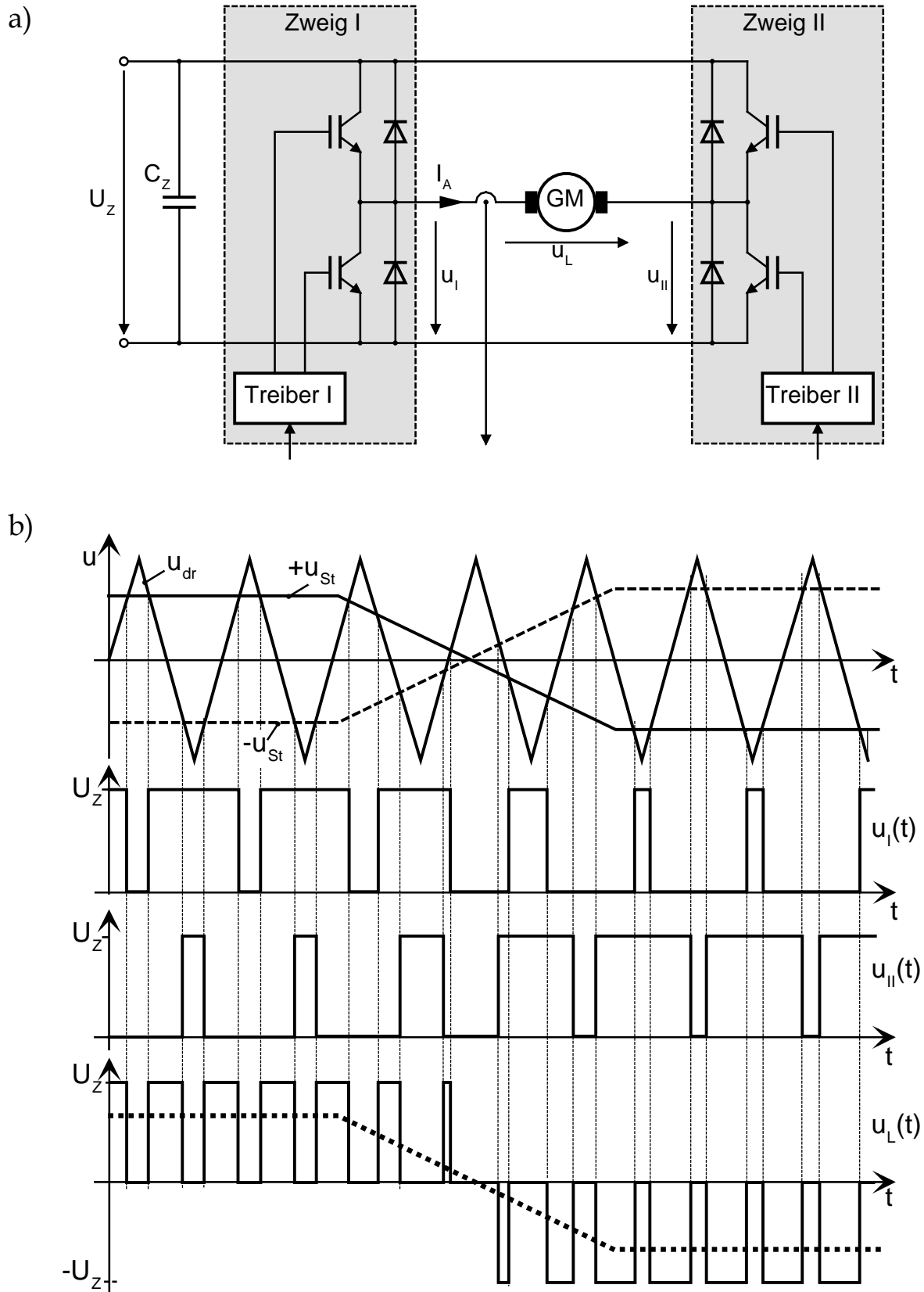
Gegenüber den für Gleichstrommaschinen höherer Leistung als Standard weit verbreiteten, kreisstromfreien, netzgeführten Umkehrstromrichtern ergeben sich folgende Vorteile:

- Die Dynamik des Ankerstromregelkreises wird erhöht, da aufgrund der hohen Schaltfrequenz von 10kHz auf zusätzliche Glättungsdrosseln zur Momentenglättung verzichtet werden kann.
- Die Dynamik bei Stromumkehr ist totzeitfrei im Gegensatz zum kreisstromfreien Umkehrstromrichter. Dort entsteht bei Stromumkehr eine Pause von ca. 3-5 ms, die sicherstellt, dass die Thyristoren der einen Brücke sicher stromfrei sind, bevor die Thyristoren der anderen Brücke den Strom aufbauen.
- Die mittlere Totzeit zwischen Steuerspannung und Ankerspannung wird auf ein vernachlässigbares Maß von durchschnittlich 50 µs bei einer Schaltfrequenz von 10 kHz verringert.

Der Steuersatz des Gleichspannungsstellers arbeitet nach dem Verfahren des unipolaren Schaltens [MUT\_98], siehe Bild 3.3.b. Die von einem analogen Stromregler erzeugte Steuerspannung  $+u_{St}$  wird invertiert. Zur Erzeugung der Ansteuerimpulse der IGBT-Treiber I und II wird für den Zweig I eine Pulsweitenmodulation mit der Dreiecksspannung  $u_{dr}$  und  $+u_{St}$  durchgeführt, für den Zweig II entsprechend mit  $u_{dr}$  und  $-u_{St}$ . Daraus ergeben sich die Spannungsverläufe  $u_I(t)$  und  $u_{II}(t)$ , welche die Spannung  $u_L(t)$  an den Maschinenklemmen nach Gleichung (3.1) bestimmen, siehe Bild 3.3.a.

$$u_L(t) = u_I(t) - u_{II}(t) \quad (3.1)$$

Der Vorteil dieses Steuersatzes liegt darin, dass die Schaltfrequenz an der Last doppelt so groß ist, wie die Schaltfrequenz der einzelnen Zweige [MOH\_89]. Dadurch wird die Strom- bzw. Momentenwelligkeit halbiert, ohne zusätzliche Glättungsdrosseln einzusetzen, die Zwischenkreisspannung zu reduzieren oder die Schaltfrequenz pro Zweig zu erhöhen. Die Schaltverluste der Halbleiter steigen dabei nicht an. Dieser Vorteil wird mit einem geringfügigen Mehraufwand im Steuersatz erreicht.



st\_satz.dsf

Bild 3.3: Aufbau des Gleichstromstellers

a) Aufbau der Leistungselektronik

b) Arbeitsweise des unipolaren Steuersatzes

Als Stromregler wird ein analoger PI-Regler verwendet. Die Auslegung erfolgte entsprechend dem Betragsoptimum [SCH\_95], siehe Anhang A.4. Bild 3.4 zeigt Sprungantworten des Stromregelkreises der Gleichstrommaschine. Die Anregelzeit auf den Nennstrom der Maschine beträgt ca. 800  $\mu\text{s}$ , siehe Bild 3.4.a. In Bild 3.4.b ist die Sprungantwort des Ankerstromregelkreises auf die Stellgrößenbeschränkung von 100 A dargestellt. Sie wird in ca. 1.1 ms erreicht.

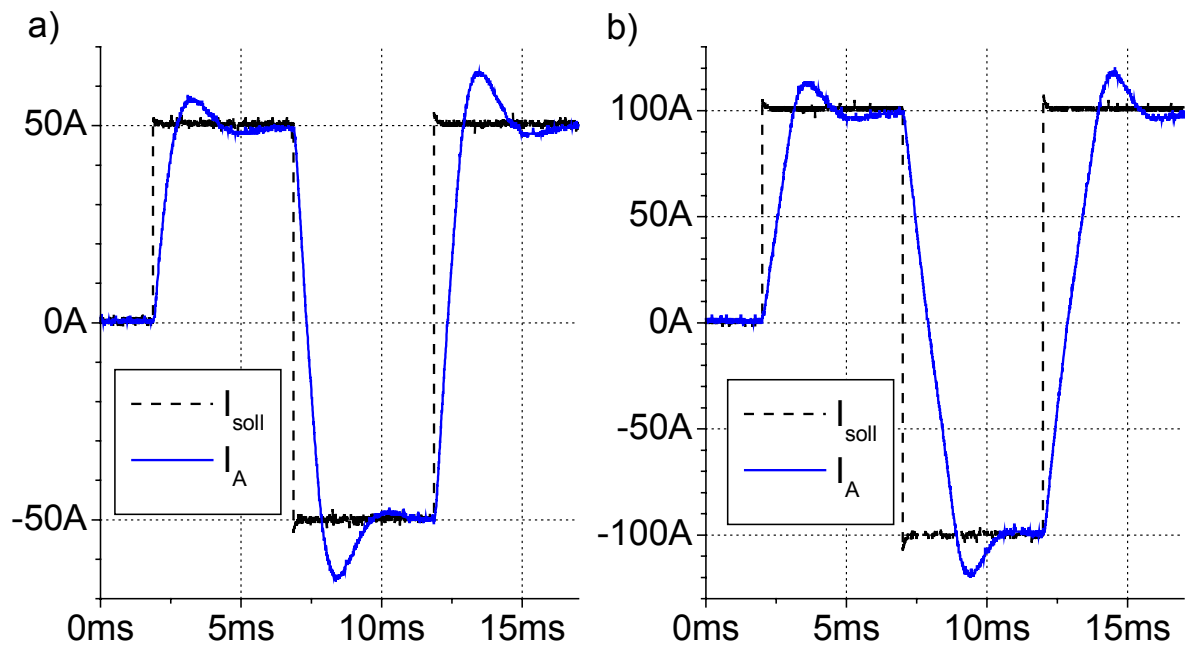


Bild 3.4: Führungsverhalten des Stromregelkreises (Messung)  
(Maschine nicht festgebremst)  
a) Sprungantwort auf Nennstrom  
b) Sprungantwort auf Maximalstrom

Weitere wesentliche Daten des lagegeregelten Antriebs sind im Anhang A.1 aufgeführt.

## 3.2 Bearbeitungskraftaktuator

Da der Kraftaktuator typische Bearbeitungskraftverläufe für den lagege- regelten Vorschubantrieb erzeugen soll, muss er entsprechend zu dessen Größenordnung dimensioniert werden.

Die maximale Kraft, die vom Gleichstrommotor über die Gewinde- spindel auf den Werkzeugschlitten übertragen werden kann, ergibt sich gemäß Gleichung (3.2) nach [GRO\_81]. Das Motormoment  $M_M$  wird da- bei mit Hilfe des Spindelwirkungsgrades  $\eta_{sp}$  und der Spindelsteigung  $h_{sp}$  in die Spindelkraft  $F_{sp}$  umgerechnet. Für den Versuchsstand ergibt sich eine Kraft von 47,5 kN. Sie beschleunigt den Werkzeugschlitten und muss die Bearbeitungs- und Reibkraft bereitstellen. Das maximale Drehmoment des Motors beträgt 85 Nm bei einem Spitzenstrom des Gleichstromstellers von 100 A.

$$F_{sp} = \frac{M_M \cdot 2\pi \cdot \eta_{sp}}{h_{sp}} = \frac{85 \text{ Nm} \cdot 2\pi \cdot 0,89}{0,01 \text{ m}} \approx 47,5 \text{ kN} \quad (3.2)$$

Als Richtwert für die am Vorschubantrieb auftretende Reibkraft wird ein Wert von ca. 2,5 kN für die Haftreibungskomponente [SIN\_95] herange- zogen. Sie kann abhängig vom vorherigen Zustand in gewissen Grenzen schwanken. Dieser Effekt wird auch als „Frictional Memory“ bezeichnet.

### Bearbeitungskraftverläufe des Aktuators

Allgemein gültige Aussagen über die Größe der Bearbeitungskraft in Relation zur Kraft des Vorschubantriebs sind in der Literatur nicht zu finden, da es eine Vielzahl von Bearbeitungsprozessen gibt, die sich u. a. im zu bearbeitenden Werkstoff, im Bearbeitungsschritt, im Werkzeug sowie in der Geometrie unterscheiden. Sie differieren deshalb zum Teil erheblich voneinander und sind immer im Zusammenhang zum spezifi- schen Bearbeitungsprozess zu sehen.

In [HER\_94] werden beispielsweise Bearbeitungskraftverläufe beim Hochgeschwindigkeitsfräsen gemessen. Daraus können Aussagen über den zeitlichen Verlauf abgeleitet werden, jedoch sind diese Werte nicht übertragbar auf den zur Verfügung stehenden lagegeregelten Antrieb. Messungen von Bearbeitungsvorgängen an einem vergleichbaren Vor- schubantrieb oder ein Dimensionierungshinweis zum Verhältnis von maximaler Antriebskraft zur Bearbeitungskraft sind nicht bekannt.

Deshalb wird ein festes Verhältnis zwischen maximaler Vorschubkraft und maximaler Bearbeitungskraft von ca. 5 zur Dimensionierung des Kraftaktuators festgelegt. Somit ergibt sich eine Amplitude der Bearbeitungskraft von ca. 10 kN, die deutlich von der Größenordnung der Reibkräfte entfernt ist. Am Versuchsstand wurden Reibkräfte im Bereich von 2 kN bis 3 kN gemessen. Zum Beschleunigen des Werkzeugschlittens stellt der Gleichstromantrieb eine stets ausreichende Stellreserve zur Verfügung.

Die zweite Festlegung für den Bau des Aktuators betrifft den Zeitverlauf (Frequenz und Kurvenform), mit der die Störkräfte aufgeprägt werden. Der Aktuator muss in der Lage sein, niederfrequente als auch höherfrequente Kräfte zu erzeugen. Höherfrequente Kräfte, welche die Schlittenposition unwesentlich stören, können aber wie z.B. die Ratterschwingungen beim Fräsen [WEC\_89] zum Werkzeugbruch führen und sollten daher gerade für Überwachungszwecke detektiert werden. Niederfrequente Bearbeitungskräfte wirken sich vor allem auf die Positioniergenauigkeit aus und sind deshalb für die eigentlichen Kompensationsuntersuchungen besonders wichtig.

### **Weitere Anforderungen an den Aktuator**

- Der Aufbau muss eine hohe mechanische Steifigkeit zwischen der krafterzeugenden und den krafteinleitenden Anlagenteilen besitzen.
- Der Anbau des Aktuators sollte die Eigenschaften und Parameter des lagegeregelten Vorschubantriebs, wie Trägheitsmassen und Reibungsverhalten, möglichst wenig beeinflussen.
- Das Einleiten der Kräfte muss über den gesamten Verfahrensweg des Werkzeugschlittens möglich sein.
- Der Aktuator muss mit dem Prozessrechner des Vorschubantriebs synchronisiert werden können, damit ein Zuschalten der Bearbeitungskraft zu einem definierten Zeitpunkt im laufenden Positioniervorgang ermöglicht werden kann.

### **Praktikable Varianten der Krafterzeugung**

Durch die hohe Kraft von ca. 10 kN und der Forderung nach einer annähernd linearen Krafterzeugung bieten sich die hydraulische oder die elektrodynamische Krafterzeugung als praktikable Lösungen an.

Die hydraulische Krafterzeugung besitzt Vorteile in der Höhe erzielbarer Kraftamplituden, bei vergleichsweise kurzen Verfahrenswegen sowie hohen Anschaffungskosten und wurde daher nicht weiter in Betracht gezogen.

Das in der Antriebstechnik am häufigsten angewendete elektrodynamische Prinzip bietet den Vorteil der hochdynamischen Krafterzeugung. Es werden Antriebe unterschieden, die das im Motor erzeugte Moment mit Hilfe von mechanischen Übertragungseinrichtungen in eine translatorisch wirkende Kraft überführen. Die Mechanik übt dann einen wesentlichen Einfluss auf das Gesamtverhalten aus. Allerdings kann durch die Mechanik die Größe der Kraft durch die Wahl der Übersetzung an das Motormoment angepasst werden.

Direktantriebe hingegen stellen die gewünschte Kraft ohne mechanische Übertragungsglieder bereit. Dies führt zu entsprechend großvolumigen Motoren mit einer Begrenzung der Maximalkräfte. Für Synchronlinearmotoren liegt der Grenzwert der Nennkraft je Motor derzeit bei ca. 8 kN. Zugehörige kurzzeitige Spitzenkräfte erreichen Amplituden bis zu 20 kN. Bei Asynchronlinearmotoren werden etwas geringere Kräfte erreicht. Die genannten Daten beziehen sich auf handelsübliche Linearmotoren für den Einsatz in Werkzeugmaschinen. Sonderbauformen werden hier nicht betrachtet.

### **Auswahl des Bearbeitungskraftaktuator**

In [FRA\_89] wird ein Bearbeitungskraftaktuator durch einen zweiten Gewindespindelantrieb realisiert. Dadurch entsteht eine feste mechanische Kopplung beider Antriebe, die einen Kraftsensor zur Messung der auf den lagegeregelten Vorschubantrieb übertragenen Kraft notwendig macht. Das bedeutet jedoch für den Fall, wenn keine Bearbeitungskraft übertragen werden soll, dass die Kraftregelung beide Antriebe regelungstechnisch entkoppelt. Wie gut das bei dynamischen Positioniervorgängen gelingt, wird nicht dokumentiert. Weiterhin nachteilig ist die Erhöhung der Reibung im Gesamtsystem, was mit einer Zunahme der nichtlinearen Eigenschaften einhergeht.

Um diese Nachteile zu umgehen, wird in dieser Arbeit ein synchroner Linearantrieb als Bearbeitungskraftaktuator eingesetzt. Es existiert keine mechanische Kopplung der Antriebe, da die Kraft berührungslos über den Luftspalt des Linearmotors übertragen wird.

Bauformen, Anwendungen und Anordnungen werden u.a. in [BUD\_78] beschrieben. Beim Synchron-Linearmotor wird der dem Stator einer rotierenden Maschine entsprechende Teil als Primärteil bezeichnet. Das Sekundärteil korrespondiert mit dem Läufer einer rotierenden Maschine und enthält die Dauermagnete. Durch die Dauermagnete entstehen zwischen dem Primär- und dem Sekundärteil erhebliche Anziehungskräfte, die bei Nennluftspalt um den Faktor fünf bis sechs größer sind als die



Nennvorschubkräfte. Diese Kräfte müssen von der Konstruktion aufgenommen werden.

Man unterscheidet nach [BUD\_78] die in Bild 3.5 dargestellten Anordnungen. Der wesentliche Unterschied dieser beiden Konstruktionen besteht in den Anziehungskräften zwischen dem Stator und dem Läufer. Durch die magnetische Kraft, welche die Permanentmagnete des Sekundärteils auf das Eisen des Primärteils (Stator) ausüben, siehe auch Bild 3.1, werden Konstruktionen benötigt, die entweder die Kräfte aufnehmen können oder die deren Auftreten größtenteils vermeiden. Letzteres realisiert die Zwei-Stator-Anordnung, wenn man davon ausgeht, dass beide magnetischen Kreise mit den Luftspalten 1 und 2 und den zugehörigen Flussdichten annähernd identisch aufgebaut sind. Unter der Voraussetzung, dass sich das Sekundärteil genau in der Mitte der beiden Statoren befindet (Bild 3.5.b), sind die Anziehungskräfte zwischen den Statoren 1 und 2 und dem Sekundärteil gleich groß und entgegengesetzt gerichtet. Sie heben sich in ihrer Wirkung auf. Aus diesem Grund wird eine Zwei-Stator-Anordnung gewählt.

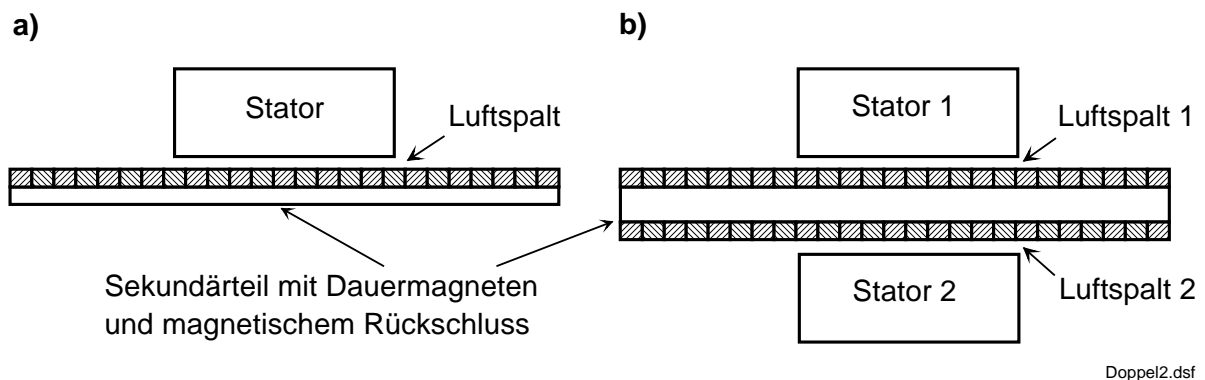


Bild 3.5: Mögliche Anordnungen des Synchronlinearmotors

- a) Ein-Stator-Anordnung
- b) Zwei-Stator-Anordnung

### Realisierung des Aktuators

Die Sekundärteile der beiden Synchronlinearmotoren wurden auf einem Aluminiumblock befestigt und der gesamte Block kraftschlüssig mit dem Werkzeugschlitten verschraubt, siehe Bild 3.2. Zur Aufnahme der Primärteile wurde ein Gestell zu konstruiert, das ebenfalls in Bild 3.2 zu erkennen ist. Es ist fest mit dem Betonfundament verbunden, auf dem die gesamte lagegeregelte Vorschubachse befestigt ist. Eine Berechnung zur Abschätzung der Verbiegung des Gestells wurde durchgeführt und lie-

ferte die im Anhang A.3 dargestellten Ergebnisse. Der Luftspalt der Motoren von ca. 1,6 mm kann über Gewindegänge eingestellt werden. Beide Primärteile sind elektrisch parallel geschaltet und werden von einem gemeinsamen spannungseinprägenden Wechselrichter gespeist. Die Position der Sekundärteile gegenüber den Primärteilen wird über einen Absolutwertgeber gemessen, um eine feldorientierte Regelung zu ermöglichen. Im Anhang A.2 sind die Daten des Antriebs aufgelistet.

### **Realisierung der Ansteuerung**

Bild 3.1 zeigt, dass der Hostrechner des Bearbeitungskraftaktuator über einen digitalen Bus, der SERCOS-Schnittstelle, mit dem Wechselrichter bzw. Regelgerät verbunden ist. Der Vorteil des SERCOS-Interfaces liegt in der Fähigkeit, Daten zeitsynchron an verschiedene Antriebe zu übertragen. Diese Eigenschaft ermöglicht den Ersatz der mechanischen Königswelle durch die digital synchronisierte SERCOS Übertragung, wodurch z. B. bei Druckmaschinen eine wesentlich höhere Flexibilität bei der Konstruktion und im Betrieb erreicht werden kann. Der Hostrechner enthält dabei eine SERCANS-Einsteckkarte, die über einen Lichtwellenleiter-Ring mit dem Synchronlinearantrieb kommuniziert, siehe Bild 3.6.

Auf der SERCANS-Karte befindet sich ein Dual-Port-RAM, mit dessen Hilfe der Datenaustausch zwischen der NC-Steuerung und dem Antrieb realisiert wird. Aus den verschiedenen Bereichen des DP-RAMs, im Bild 3.6 als Kanäle bezeichnet, stellt die Karte das Antriebstelegramm zusammen, das zum Antrieb gesendet wird. Antriebsdaten werden ebenso in die vorbestimmten Kanäle geschrieben. Die Synchronisation übernimmt ein Timer, der auf eine Regelzykluszeit von  $500\mu\text{s}$  eingestellt ist.

Die NC-Steuerung ermöglicht zunächst das Parametrieren und Konfigurieren des Antriebs vor dem kraftgeregelten Betrieb. Während der Nachbildung von Bearbeitungskräften werden von der SERCANS-Karte nur noch die beiden Interruptanforderungen ausgelöst. Der zyklische Interrupt wird dabei mit der Regelzykluszeit aufgerufen und enthält im Wesentlichen die Sollwertvorgabe und Speicherung der Messdaten. Der azyklische Interrupt wird beim Erkennen eines Fehlers oder eines undefinierten Zustandes aufgerufen und führt zum Abschalten des Aktuators.

Da die Belastung mit dem lagegeregelten Antrieb synchronisiert sein muss, wartet der Sollwertgenerator im zyklischen Interrupt bis das Signal SYNC gemäß Bild 3.1 von der Lageregelung gesetzt wird. Dadurch

wird das Starten der Belastung detektiert und die Steuerung beginnt, das definierte Kraftsollwertprofil an den Synchronlinearantrieb zu übertragen und die zugehörigen Istwerte abzuspeichern.

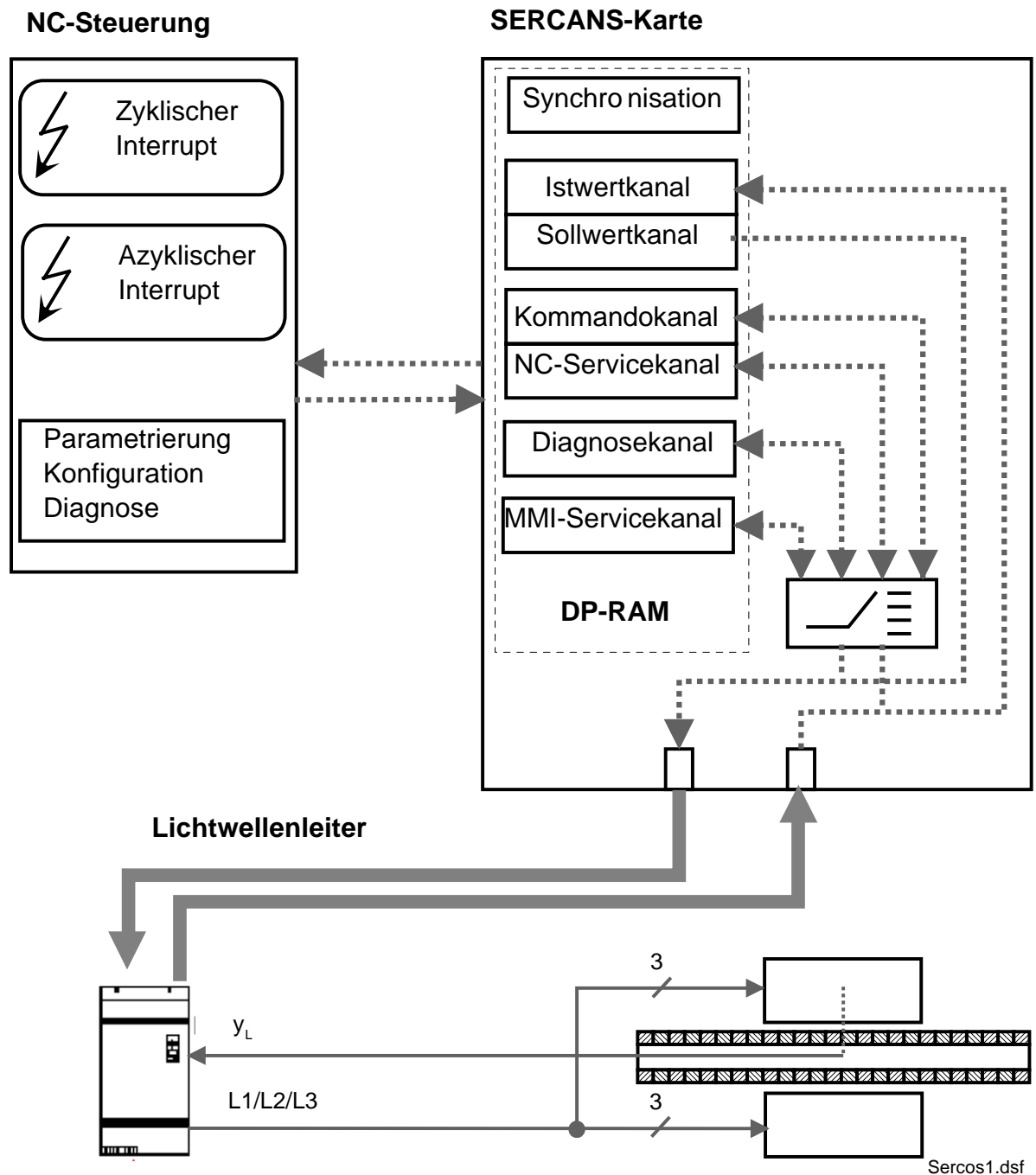


Bild 3.6: Realisierung der Ansteuerung des Bearbeitungskraftaktuators

## 4 Lineare Regelkonzepte

Zur Regelung von Vorschubantrieben werden heute sowohl die klassische Kaskadenregelung als auch die Zustandsregelung verwendet [FÖL\_94]. Die Zustandsregelung bietet bei Regelstrecken höherer Ordnung mehr Freiheitsgrade, die Eigenschwingungen des Systems gezielt zu beeinflussen. Dazu müssen allerdings die Systemzustände gemessen werden oder mit Hilfe von Beobachtern entsprechend reproduziert werden können. Oft verwendet man eine Kombination von Messgliedern und Beobachterstrukturen, um einen Kompromiss zwischen Aufwand und Regelbarkeit zu finden.

Die Kaskadenregelung hingegen bietet aufgrund ihrer Struktur den Vorteil, dass die Regler schrittweise entworfen werden können. Dadurch ist der Entwurf und die Inbetriebnahme deutlich übersichtlicher als bei der Zustandsregelung. Auch mit ihr kann eine vergleichbare hochwertige Regelgüte erzielt werden [JUE\_83].

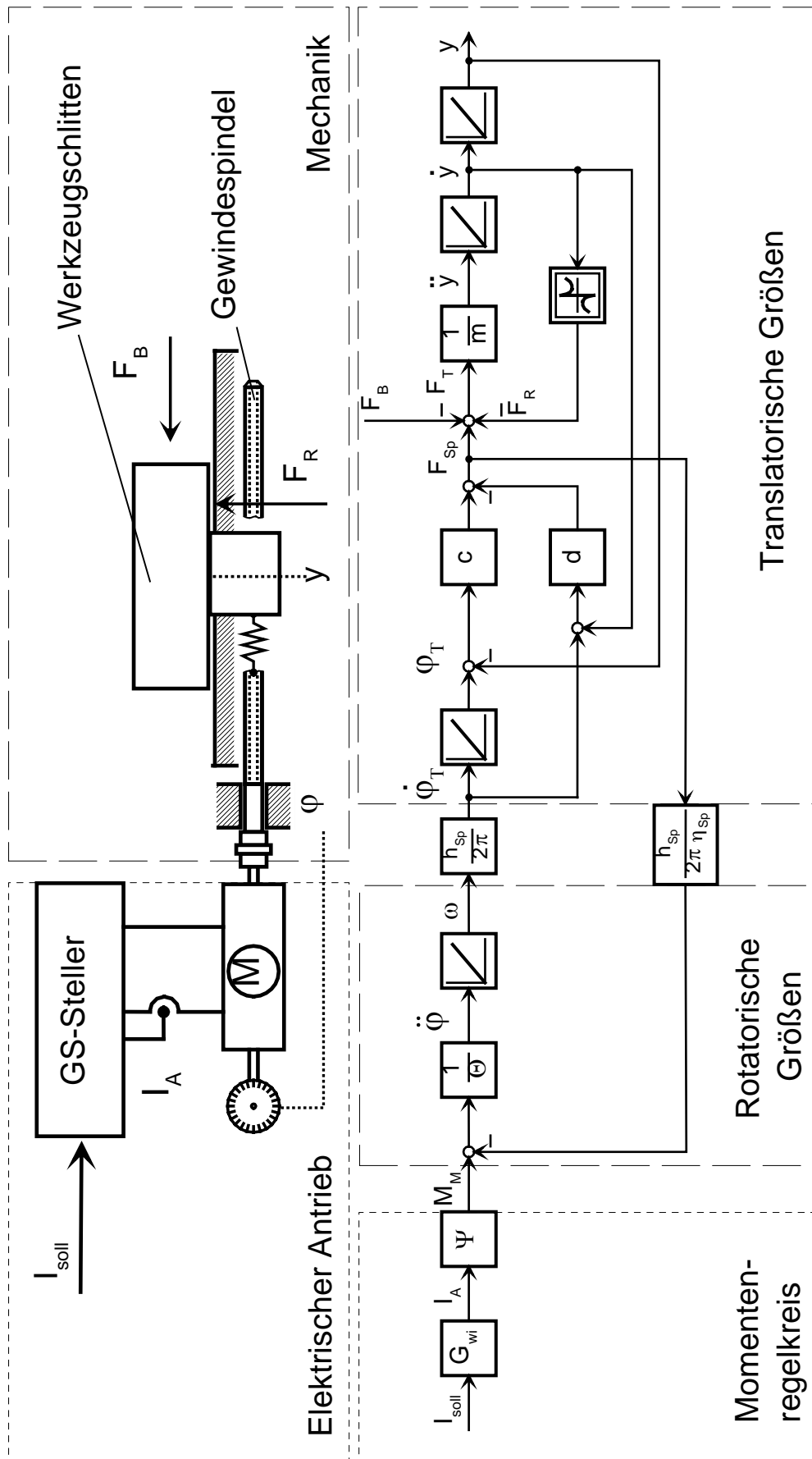
Grundlage für die Anwendung von Regelkonzepten ist das Verständnis der Regelstrecke. Deshalb werden grundlegende Betrachtungen zur Modellbildung der Regelstrecke vorangestellt.

### 4.1 Modellbildung der Regelstrecke

Beim Aufstellen mathematischer Modelle unterscheidet man die theoretische und experimentelle Systemanalyse. Ausgangspunkt der theoretischen Analyse sind die Beschreibungen des Systems in Form von Gleichgewichts- und Zustandsgleichungen sowie konzentrierten Parametern [ISE\_92a].

Der in Kapitel 3.1 beschriebene Vorschubantrieb ist exemplarisch für die Achse einer Werkzeugmaschine. Es gibt zahlreiche Publikationen, die sich mit den Eigenschaften dieser Regelstrecke auseinandersetzen z. B. [SIN\_95], [SCH\_95], [WEC\_89]. An dieser Stelle werden daher nur die wesentlichen Merkmale zusammengefasst.

In Bild 4.1 ist das geräteseitige Blockschaltbild sowie das Modell der Regelstrecke dargestellt. Es kann in die zwei Bereiche elektrischer Antrieb und mechanisches Übertragungssystem unterteilt werden. Eingangsgröße ist der Ankerstromsollwert  $I_{\text{soll}}$  und Ausgangsgröße die gemessene Lastposition  $y$ .



struktur.dsf

Bild 4.1: Geräteseitiges Blockschaltbild und Modell der Regelstrecke

Der elektrische Antrieb wird durch die Führungsübertragungsfunktion des Ankerstromregelkreises  $G_{wi}$  und der magnetischen Flussverketzung  $\Psi$  der permanent erregten Gleichstrommaschine beschrieben. Das Motormoment berechnet sich nach Gleichung (4.1).

$$M_M = I_A \cdot \Psi \quad (4.1)$$

Der Ankerstromregelkreis wird hinreichend genau durch ein Übertragungsverhalten erster Ordnung mit dem Verstärkungsfaktor der Strommessung  $k_{mi}$  und der Verzögerungszeit  $T_{oi}$  gemäß Gleichung (4.2) beschrieben.

$$G_{wi} = \frac{k_{mi}}{1 + s \cdot T_{oi}} \quad (4.2)$$

Betrachtet man hingegen die Zeitverläufe in Bild 3.4 so erkennt man, dass die Sprungantwort einem gedämpften Schwingungsglied entspricht. Dies ist darauf zurückzuführen, dass zum einen als Störgröße die Rotationsspannung der Maschine einwirkt, da die Maschine nicht festgebremst betrieben wurde, und zum anderen die Reglerauslegung etwas dynamischer als im Anhang A.4 beschrieben vorgenommen wurde. Für das Verständnis des Gesamtverhaltens des Positionierantriebes hat dieser Unterschied keinen wesentlichen Einfluss.

Das vom elektrischen Antrieb gelieferte Antriebsmoment  $M_M$  des Motors ist die Eingangsgröße des mechanischen Übertragungssystems. Es wird als ein Zwei-Massen-System modelliert.

Die erste Masse, das Massenträgheitsmoment  $\Theta$ , entspricht dem gesamten Trägheitsmoment des Rotors und der Gewindespindel mit Sicherheitskupplung.

Die zweite Masse  $m$  entspricht der Gesamtmasse des Werkzeugschlittens mit darauf befestigtem Werkzeug bzw. Werkstück. Im Modell werden die Kräfte zur Masse  $m$  über eine Elastizität  $c$  übertragen, die im Strukturbild in Bild 4.1 durch ein Proportionalglied berücksichtigt ist. Diese Elastizität stellt eine Summensteifigkeit dar, die sich aus den einzelnen Steifigkeiten von Rotor, Lager, Kupplung, Spindel sowie Spindelmutter zusammensetzt. In der Realität ist diese Elastizität als verteilt über den Übertragungsweg zu betrachten. Praktische Erfahrungen zeigen jedoch,

dass diese Annahmen für die Mehrzahl der Anwendungen hinreichend genau sind.

Wie Bild 4.1 zu entnehmen ist, kann das mechanische Modell in einen Bereich mit rotatorischen und in einen mit translatorischen Größen unterteilt werden. Die Umrechnung erfolgt mit Hilfe der Steigung  $h_{sp}$  der Gewindespindel. Die Umrechnung des gemessenen Rotordrehwinkels  $\varphi$  in eine äquivalente Lastposition  $\varphi_T$  beschreibt Gleichung (4.3).

$$\varphi_T = \frac{h_{sp}}{2\pi} \cdot \varphi \quad (4.3)$$

Bei einer unendlich steifen Verbindung nimmt  $\varphi_T$  den Wert der Lastposition  $y$  an. Bedingt durch die endliche Steifigkeit der Übertragungselemente entstehen jedoch in der Praxis geringfügige Verformungen, wenn Kräfte übertragen werden. Diese führen zu einer Differenz der Positionssignale die ungleich Null ist.

Die Bilanzgleichung der Drehmomente am gesamten Trägheitsmoment  $\Theta$  beschreibt Gleichung (4.4).

$$\Theta \cdot \ddot{\varphi} = M_M - M_{sp} \quad (4.4)$$

Das Moment  $M_{sp}$  ist der auf die Schlittenmasse übertragenen Kraft der Gewindespindel  $F_{sp}$  proportional, siehe Gleichung (4.5). Nach [GRO\_81] wird dabei der Spindelwirkungsgrad  $\eta_{sp}$  berücksichtigt.

$$M_{sp} = \frac{h_{sp}}{2\pi \cdot \eta_{sp}} \cdot F_{sp} \quad (4.5)$$

Die Kräftebilanzgleichung der translatorisch bewegten Masse  $m$  kann wie folgt wiedergegeben werden.

$$m \cdot \ddot{y} = F_{sp} - F_R - F_B \quad (4.6)$$

Die Reibkraft  $F_R$  und die Bearbeitungskraft  $F_B$  verkörpern die nichtlinearen Störkräfte im System und wirken unmittelbar an der zu positionierenden Last. Im Wesentlichen treten Reibkräfte zwischen den Führungs-

bahnen und dem Werkzeugschlitten auf, siehe die Gleitführungen in Bild 3.2.

Die Spindelkraft  $F_{Sp}$  wird über die Gesamtelastizität  $c$  übertragen. Sie ist größer je stärker die Spindel gestaucht bzw. gestreckt wird. Der Einfluss der Materialdämpfung  $d$  ist im zweiten Summanden der Gleichung (4.7) berücksichtigt. Sie wirkt den Bewegungen entgegen, hat jedoch nur einen geringen Einfluss [SIN\_95].

$$F_{Sp} = c \cdot (\varphi_T - y) + d \cdot (\dot{\varphi}_T - \dot{y}) \quad (4.7)$$

Charakteristische Reibkennlinien sind in Bild 4.2 dargestellt. Dabei weicht das Reibverhalten z. T. deutlich von einer linearen Kennlinie ab. Mit einer hydrostatischen Schmierung gelingt es, ein annähernd lineares Reibverhalten zu erzeugen. Dabei ist jedoch erheblicher gerätetechnischer Aufwand notwendig, um einen permanenten Schmiermittelfilm zwischen die Gleitflächen zu pressen. Dieser Aufwand ist nur bei hochpräzisen Maschinen gerechtfertigt.

Am Versuchsstand konnte eine hydrodynamische Kennlinie nachgewiesen werden, die durch eine hohe Haftreibungskomponente gekennzeichnet ist. Sie entsteht durch das Verhaken der Kontaktoberflächen nach dem Verdrängen des Schmiermittels durch das Eigengewicht des Werkzeugschlittens im Stillstand. Die Komponente ist dabei zeitabhängig, d. h. bei kurzzeitigem Stillstand wird der Schmierfilm nicht vollständig verdrängt und die Haftkomponente damit kleiner.

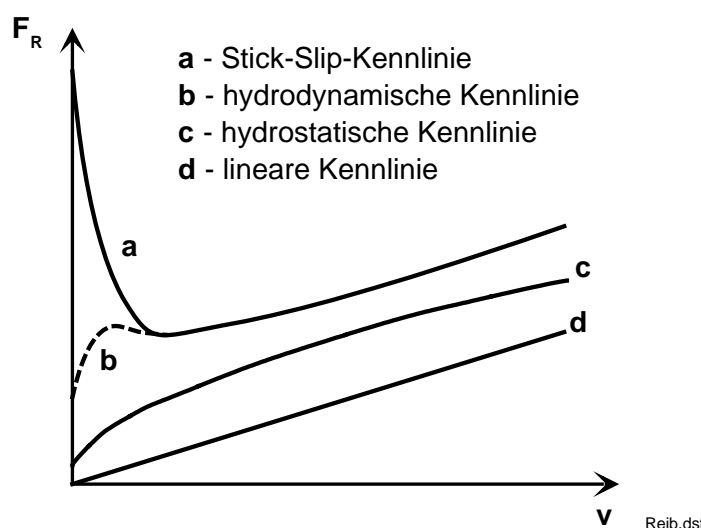


Bild 4.2: Reibkraftkennlinien unterschiedlicher Lagerungen



Reale Bearbeitungskraftverläufe nehmen u.a. abhängig vom Prozess, Werkzeug, Werkstoff unterschiedlichste Verläufe an. Bild 4.3 gibt qualitativ zwei typische Verläufe der Bearbeitungskraft  $F_B$  in Abhängigkeit von der Schnitttiefe und der Schnittgeschwindigkeit beim Fräsen an. Beide Größen sind proportional zur Bearbeitungskraft, sobald der Fräser vollständig in den Werkstoff eingefahren ist. Schnittkraftschwankungen, bedingt durch die Anzahl der Schneiden und der Drehzahl des Fräasers, sind in dieser Darstellung bewusst vernachlässigt. Sie treten in der Realität als zusätzliche Oberschwingungen im Kraftsignal auf.

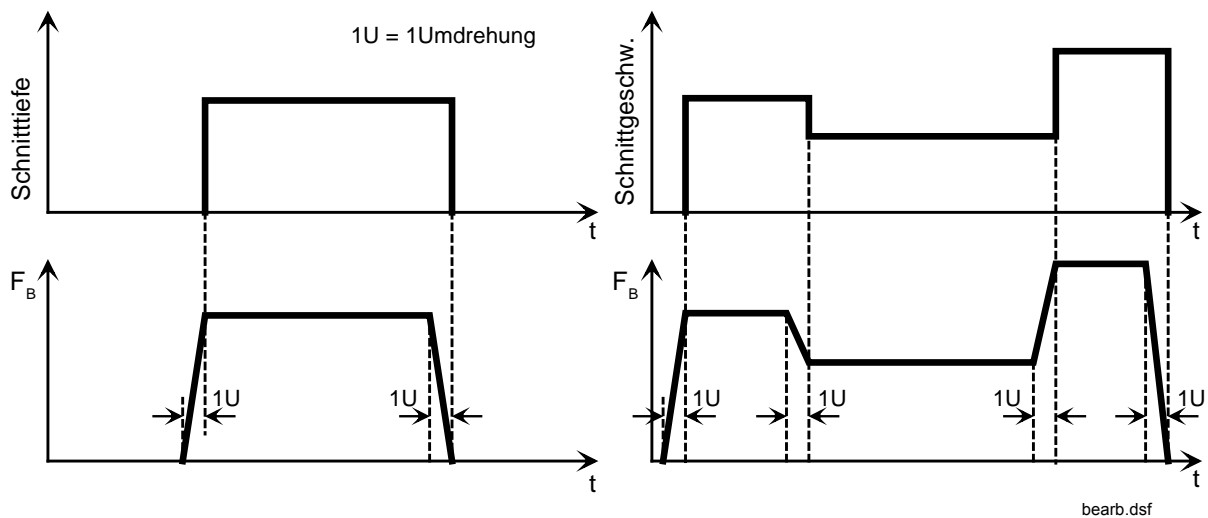


Bild 4.3: Bearbeitungskraftverläufe beim Fräsen in Abhängigkeit der Schnitttiefe

Nachdem die Struktur und die Eigenschaften des elektromechanischen Übertragungssystems modelliert worden sind, wird im anschließenden Kapitel das Modellverhalten gemäß Bild 4.1 in Form von Übertragungsfunktionen und Zustandsdifferentialgleichungen beschrieben. Sie sind der Ausgangspunkt für den Reglerentwurf und für modellorientierte Kompensationsmethoden.

#### 4.1.1 Übertragungsfunktionen

Die Übertragungsfunktion nach Gleichung (4.8) stellt den Zusammenhang zwischen dem Ankerstromsollwert und gemessener Schlittenposition  $y$  gemäß Bild 4.1 dar.

Man erkennt als wesentliche Eigenschaften die fünfte Ordnung des Systems, den zweifachen integralen Anteil, die Verzögerung des Strom-

regelkreises und das Übertragungsverhalten des mechanischen Übertragungssystems.

In den Gleichungen ist der Reibkoeffizient  $k_R$  aufgeführt. Er symbolisiert die nichtlineare Eigenschaft der Reibung und ist als arbeitspunktabhängiger Parameter zu verstehen. Durch diese Vorgehensweise kann das Einwirken der Reibkennlinie auf das Übertragungsverhalten verdeutlicht werden.

$$\frac{y(s)}{I_{soll}(s)} = \frac{2\pi \cdot h_{Sp} \Psi \eta_{Sp} \cdot k_{mi}}{s^2 \cdot (4\pi^2 \Theta \eta_{Sp} + h_{Sp}^2 m) \cdot (1 + s \cdot T_{oi})} \cdot \frac{(1 + s \cdot \frac{d + k_R}{c})}{\left( 1 + s \cdot \frac{d + k_R}{c} + s^2 \cdot \frac{m}{c \cdot (1 + \frac{m}{m_\Theta})} \right)} \quad (4.8)$$

Die mechanische Resonanzfrequenz ist von dem Verhältnis der Massen des Zwei-Massen-Schwingers abhängig. Die dem Trägheitsmoment  $\Theta$  entsprechende Trägheitsmasse  $m_\Theta$  ist nach Gleichung (4.9) zu berechnen.

$$m_\Theta = \Theta \cdot \eta_{Sp} \cdot \left( \frac{2\pi}{h_{Sp}} \right)^2 \quad (4.9)$$

Für den Versuchsaufbau gilt  $m_\Theta \gg m$ . Damit bestimmt bei in erster Näherung konstanter Federsteifigkeit  $c$  die Schlittenmasse  $m$  die Resonanzfrequenz.

Zum Entwurf des Drehzahlreglers wird die Struktur der Regelstrecke zwischen der Stellgröße  $I_{soll}$  und der Regelgröße Motordrehzahl  $n$  benötigt. Gleichung (4.10) gibt diese Übertragungsfunktion wieder.

$$\frac{n(s)}{I_{soll}(s)} = \frac{4\pi^2 \Psi \eta_{Sp} \cdot k_{mi}}{s \cdot (4\pi^2 \Theta \eta_{Sp} + h_{Sp}^2 m) \cdot (1 + s \cdot T_{oi})} \cdot \frac{(1 + s \cdot \frac{d + k_R}{c} + s^2 \cdot \frac{m}{c})}{\left( 1 + s \cdot \frac{d + k_R}{c} + s^2 \cdot \frac{m}{c \cdot (1 + \frac{m}{m_\Theta})} \right)} \quad (4.10)$$

Die mechanische Resonanzstelle und das Zeitverhalten des Stromregelkreises sind in dieser Streckenbeschreibung enthalten. Zusätzlich tritt bei der Drehzahlrückführung ein Zählerpolynom zweiter Ordnung auf, welches sich stabilisierend auf die Reglerauslegung auswirkt, da die ungedämpfte Resonanzfrequenz des Zählers geringfügig kleiner ist. Sie bewirkt ein Anheben des Phasenganges. Die Strecke besitzt einen einfachen integralen Anteil.

Zum besseren Verständnis für das Verhaltens des reibungsbehafteten Zwei-Massen-Systems ist die Teilübertragungsfunktion zwischen den beiden Positionssignalen  $y$  und  $\varphi_T$  gemäß Gleichung (4.11) hilfreich.

$$\frac{y(s)}{\varphi_T(s)} = \frac{(1 + s \cdot \frac{d}{c})}{\left(1 + s \cdot \frac{d + k_R}{c} + s^2 \cdot \frac{m}{c}\right)} \quad (4.11)$$

### 4.1.2 Zustandsraumbeschreibung

Die Beschreibung der Regelstrecke im Zustandsraum erfolgt in der allgemeinen Form nach Gleichung (4.12). Der Zustandsvektor  $\underline{x}$  enthält die inneren Zustandsgrößen des System. Sie können als Ausgangsgrößen von Integratoren aufgefasst werden und sich daher nicht sprunghaft ändern. Die Systemmatrix  $\underline{A}$  symbolisiert die inneren Kopplungen der Zustände und somit die Struktur des Systems. Die Stellgrößen werden im Vektor  $\underline{u}$  und die Störgrößen im Vektor  $\underline{z}$  zusammengefasst. Sie wirken über die Steuermatrix  $\underline{B}$  und Störmatrix  $\underline{E}$  auf die Zustandsgrößen ein. In Abhängigkeit von der Anzahl der Steuer- und Störgrößen können die Matrizen und Vektoren in Vektoren und Skalare übergehen.

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A} \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot \underline{u} + \underline{E} \cdot \underline{z} \quad (4.12)$$

Aus Bild 4.1 ist zu erkennen, dass das zu regelnde System fünf Zustandsgrößen und eine Steuergröße  $I_{\text{soll}}$  besitzt. Der Störvektor  $\underline{z}$  entspricht einer Störkraft und setzt sich additiv aus den beiden Komponenten Reib- und Bearbeitungskraft zusammen. Der Aufbau der Matrizen und Vektoren gemäß Gleichung (4.12) kann direkt aus dem Strukturbild, vgl. Bild 4.1, abgelesen werden. Somit erhält man die Systemmatrix  $\underline{A}$  gemäß Gleichung (4.13)

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{c}{m} & -\frac{d}{m} & \frac{c}{m} & \frac{h_{Sp} \cdot d}{2\pi \cdot m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{h_{Sp}}{2\pi} & 0 \\ \frac{h_{Sp} \cdot c}{2\pi \cdot \eta_{Sp} \cdot \Theta} & \frac{h_{Sp} \cdot d}{2\pi \cdot \eta_{Sp} \cdot \Theta} & -\frac{h_{Sp} \cdot c}{2\pi \cdot \eta_{Sp} \cdot \Theta} & -\frac{h_{Sp}^2 \cdot d}{4\pi^2 \cdot \eta_{Sp} \cdot \Theta} & \frac{\Psi}{\Theta} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{oi}} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Der Aufbau des Zustandsvektors  $\underline{x}$ , Steuervektors  $\underline{B}$ , Stellvektor  $\underline{u}$ , Störmatrix  $\underline{E}$  und Störvektor  $\underline{z}$  ist Gleichung (4.14) zu entnehmen. Für den Stell- und Störvektor ergeben sich für diese Strecke Skalare, die Störmatrix vereinfacht sich zu einem Vektor.

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \varphi_T \\ \omega \\ I_A \end{bmatrix}; \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_{mi}}{T_{oi}} \end{bmatrix}; \quad \underline{u} = u = I_{soll}; \quad \underline{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \underline{z} = z = F_B + F_R \quad (4.14)$$

## 4.2 Kaskadenregelung

In Bild 4.4 ist die allgemeine Struktur einer Kaskadenregelung für lagegeregelte Vorschubsysteme dargestellt. Der markierte Bereich stellt dabei die klassische Kaskadierung mit innerem Strom- bzw. Momentenregler, überlagertem Drehzahlregler und äußerem Lageregler dar.

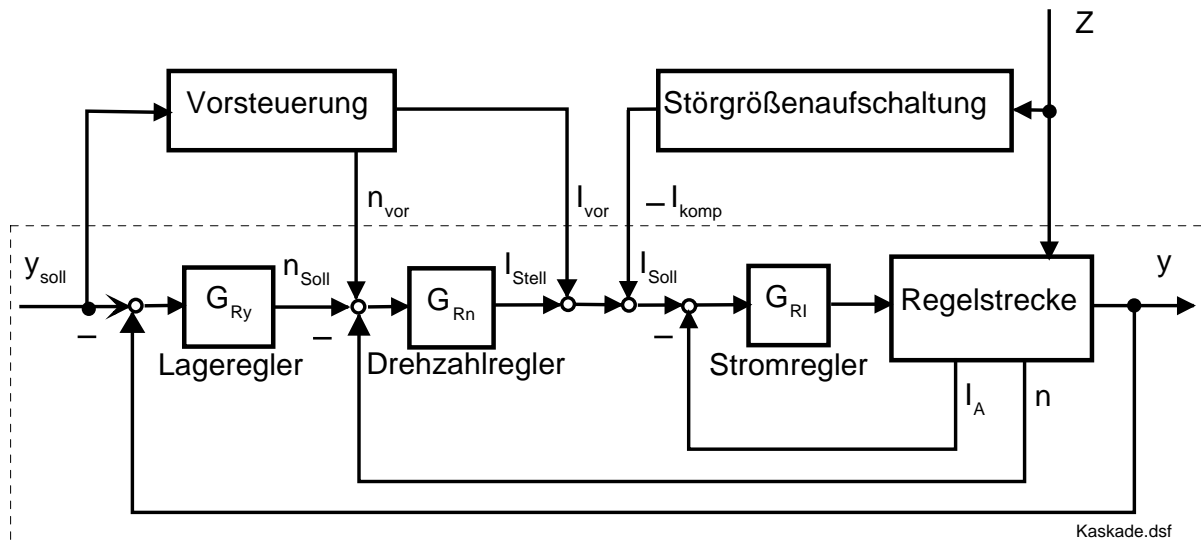


Bild 4.4: Struktur der Kaskadenregelung

Zusätzlich sind im Bild 4.4 die Blöcke Vorsteuerung und Störgrößenaufschaltung eingezeichnet, mit der die Kaskadenregelung nach Bedarf erweitert werden kann. Durch eine Vorsteuerung kann das Führungsverhalten verbessert werden. Dies erreicht man, indem den unterlagerten Reglern die Führungsgrößen  $n_{\text{vor}}$ ,  $I_{\text{vor}}$  aufgeschaltet werden. Sie ergeben sich bei einer Lagerregelung durch Differenzieren aus dem Lagesollwert  $y_{\text{soll}}$ . Nicht immer sind Vorsteuerungen vorteilhaft, da sie zu Grenzyklen führen können [SIN\_95]. Bei der Bearbeitung von Werkstücken wäre das unter Umständen gleichbedeutend mit der Erhöhung der Ausschussrate. In Kapitel 7 ist der Einfluss anhand von Messergebnissen dargestellt.

Ist man in der Lage mit geeigneten Methoden die systemimmanenten Störgrößen zu bestimmen, so können sie zur Verbesserung des Störverhaltens verwendet werden. Im Kapitel 6 wird darauf detaillierter eingegangen.

Das grundsätzliche dynamische Verhalten wird durch den Reglerentwurf bestimmt. Die Vorsteuerung beeinflusst vorwiegend das Führungsverhalten. Die Störgrößenaufschaltung wirkt auf das Störverhalten ein.

In der Antriebstechnik werden vor allem die nachfolgend angeführten Reglerentwurfsverfahren angewendet [SCH\_98].

### Reglerentwurf nach Betragsoptimum

Das Ziel dieses Reglerentwurfes ist es, den Betrag der Führungsübertragungsfunktion möglichst bis zu höchsten Frequenzen nahezu eins zu halten [FÖL\_94]. Die Strecke besitzt dabei Tiefpassverhalten. Es können PI- oder PID-Regler entworfen werden.

In dieser Arbeit werden bei der Auslegung des analogen Ankerstromreglers mit Hilfe dieses Verfahrens gute Ergebnisse erzielt, siehe Bild 3.4. Im Anhang A.4 ist die prinzipielle Auslegung dargestellt.

### Reglerentwurf nach symmetrischen Optimum

Dieses Entwurfsverfahren ist der Methode des Betragsoptimums sehr verwandt und in der Antriebstechnik weit verbreitet [FÖL\_94]. Vorwiegend wird sie bei der Auslegung des Drehzahlreglers mit starr angekoppelten Lasten angewendet. Dies führt zu überschaubaren Einstellregeln und guten Ergebnissen [PRO\_94].

### Reglerentwurf nach Groß

Das Entwurfsverfahren nach Groß [GRO\_81] bietet praktische Richtlinien für die Auslegung eines proportionalen Lagereglers mit dessen Geschwindigkeitsverstärkung  $k_v$ , siehe Bild 4.5.

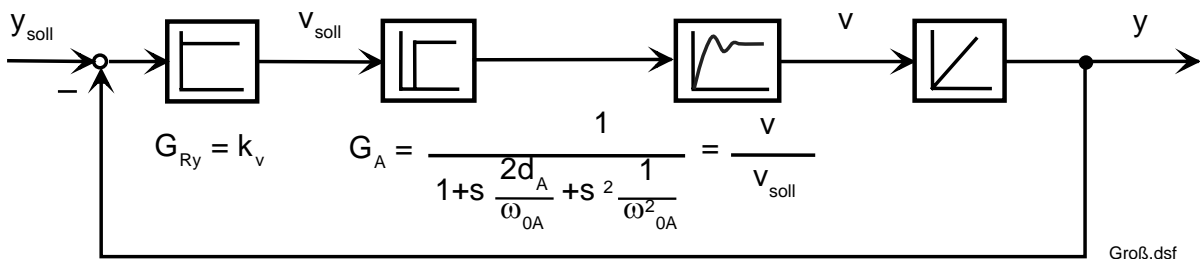


Bild 4.5: Lageregelkreis gemäß [GRO\_81]

Ein Teil der Regelstrecke wird als Schwingungsglied  $G_A$  modelliert. Daher wird der Reglerentwurf nur dann die gewünschten Ergebnisse erzielen, wenn sich das elektromechanische Gesamtverhalten entsprechend modellieren lässt. Bei Positionierantrieben sind es im Besonderen die Stromrichtertotzeit, mechanische Lose und Elastizitäten im Antriebsstrang, die den Lageregelentwurf nach [Groß\_81] unter Umständen unmöglich machen. Sind jedoch diese Einflussfaktoren gering,

kann unter Verwendung von Gleichung (4.15) leicht die Verstärkung bestimmt werden.

$$0,3 \leq \frac{k_v}{\omega_{0A}} \leq 0,38 \quad (4.15)$$

Wie in [SCH\_98] gezeigt, führt diese Auslegung am Positionierantrieb zum Überschwingen. Um dies zu vermeiden muss die Geschwindigkeitsverstärkung weiter reduziert werden.

### Reglerentwurf nach Ziegler-Nichols

Verfahrenstechnische Regelstrecken sind in vielen Fällen eine Reihenschaltung von Tiefpass- und Totzeitgliedern. Für diese Strecken entwickelten J. G. Ziegler und N. B. Nichols, als eine der Ersten, Einstellregeln für P-, PI-, bzw. PID-Regler, die sich bis heute in der Praxis bewähren [FÖL\_94]. Bei dieser Methode ist es nicht notwendig, den genauen Aufbau der Strecke zu kennen, sofern obige Annahme sicher gestellt ist. Zur Bestimmung der Reglerparameter geht man in vier Schritten vor:

1. Die betreffende Regelstrecke wird zunächst mit einem reinen P-Regler veränderbarer Verstärkung  $k_p$  betrieben.
2. Die Reglerverstärkung wird anschließend solange erhöht, bis der Regelkreis bei Erreichen eines Wertes  $k_p = k_{pkrit}$  Dauerschwingungen konstanter Amplitude ausführt.
3. Der so erhaltene Wert wird festgehalten und die Periodendauer  $T_{krit}$  der Dauerschwingung aus dem zeitlichen Verlauf bestimmt.
4. Mit den beiden Kenngrößen  $k_{pkrit}$ ,  $T_{krit}$  und mit Hilfe von Tabelle 4.1 können die Reglerparameter dimensioniert werden.

Tabelle 4.1: Einstellregeln nach Ziegler-Nichols

Reglertyp	$k_P$	$T_I$	$T_D$
P	$0,5 k_{Rkrit}$	-	-
PI	$0,45 k_{Rkrit}$	$0,85 T_{Rkrit}$	-
PID	$0,6 k_{Rkrit}$	$0,5 T_{Rkrit}$	$0,12 T_{Rkrit}$

Kann das Streckenverhalten hinreichend genau durch eine parametrische Übertragungsfunktion beschrieben werden, kann auf einen Schwingversuch verzichtet werden und die kritische Verstärkung sowie

die Periodendauer der sich einstellenden Dauerschwingung berechnet werden. Dazu muss die kleinste Verstärkung  $k_R = k_{Rkrit}$  bestimmt werden, welche eine Lösung des charakteristischen Polynoms darstellt. Je nach Auslegung im kontinuierlichen oder im diskreten Bereich ergeben sich Polstellen auf der imaginären Achse der s-Ebene bzw. auf dem Einheitskreis in der z-Ebene.

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (4.16)$$

Verwendet man Gleichung (4.16) als totzeitfreie, diskretisierte Streckenübertragungsfunktion zum Reglerentwurf ergibt sich als charakteristisches Polynom Gleichung (4.17), mit deren Hilfe die kleinste kritische Verstärkung zu ermitteln ist.

$$1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n} + k_R (b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}) = 0 \quad (4.17)$$

Die Periodendauer der Dauerschwingung kann mit Hilfe des konjugiert komplexen Polpaares  $z_i = a_i \pm j b_i$ , dessen Lage auf der Stabilitätsgrenze mit  $|z| = 1$  festliegt, berechnet werden.

$$T_{Rkrit} = \frac{2\pi \cdot T_0}{\arctan \frac{b_i}{a_i}} \quad (4.18)$$

Die Parameter des zeitdiskreten P-, PI bzw. PID-Reglers können dann mit Hilfe von Tabelle 4.1 und Gleichung (4.19) bestimmt werden.

$$G(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

$$\text{mit } q_0 = k_P \cdot \left(1 + \frac{T_0}{2T_I} + \frac{T_D}{T_0}\right)$$

$$q_1 = -k_P \cdot \left(1 - \frac{T_0}{2T_I} + 2\frac{T_D}{T_0}\right)$$

$$q_2 = k_P \cdot \frac{T_D}{T_0} \quad (4.19)$$



### Reglerentwurf mittels Parameteroptimierung

Bei diesem in [ISE\_88] beschriebenen Entwurfsverfahren für digitale Regler werden die Reglerparameter  $q_i$  mit Hilfe eines Optimierungsverfahrens bestimmt. Ausgangspunkt ist eine parametrische Streckenbeschreibung und eine Regelkreisstruktur gemäß Bild 4.6. Als Gütekriterium, welches durch die Optimierung minimiert werden soll, wird die Verlustsumme  $V$  gemäß Gleichung (4.20) gewählt.

$$V = \sum_{k=0}^{\infty} [e^2(k) + r \cdot \Delta u^2(k)] \quad (4.20)$$

Durch dieses Maß wird sowohl das Einschwingverhalten durch den Term  $e^2(k)$  sowie der Stellaufwand des Stellgliedes berücksichtigt. Der wählbare Gewichtungsfaktor  $r$  legt den Stellaufwand fest.

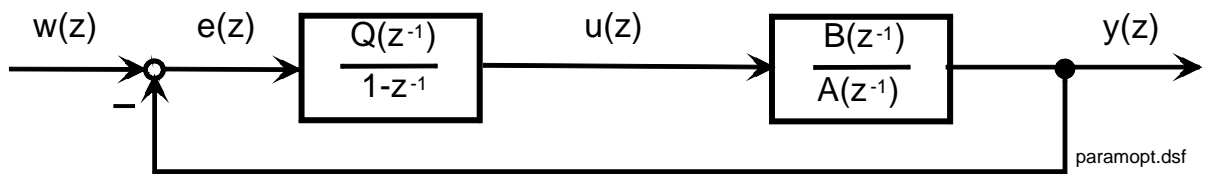


Bild 4.6: Regelkreisstruktur zum Reglerentwurf mittels Parameteroptimierung

Unter Annahme eines Führungssprunges ergeben sich aus Bild 4.6 die Gleichungen (4.21) und (4.22). Mit deren Hilfe wird die Verlustsumme gemäß Gleichung (4.20) ermittelt. Unter Anwendung des Hooke-Jeeves-Suchverfahrens [DAN\_71], [SIN\_95] können im Anschluss die Reglerparameter  $q_i$  bestimmt werden.

$$e(z) = \frac{A(z^{-1})}{(1 - z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + Q(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})} \quad (4.21)$$

$$\Delta u(z) = \frac{Q(z^{-1}) \cdot A(z^{-1})}{(1 - z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + Q(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})} \quad (4.22)$$

### 4.3 Zustandsregelung

Die gesamte Struktur der durchgriffsfreien zeitkontinuierlichen Eingrößen-Zustandsregelung der Schlittenposition  $y$  ist in Bild 4.7 dargestellt. Dabei bestimmt sich die Regelgröße mit Hilfe des Zustandsvektors  $\underline{x}$  aus Gleichung (4.28) gemäß Gleichung (4.23).

$$y = \underline{C} \cdot \underline{x} \quad \text{mit} \quad \underline{C} = (1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0) \quad (4.23)$$

Die Störgrößenkompensation erfolgt dabei ebenfalls unabhängig vom Reglerentwurf über den Block Störgrößenaufschaltung.

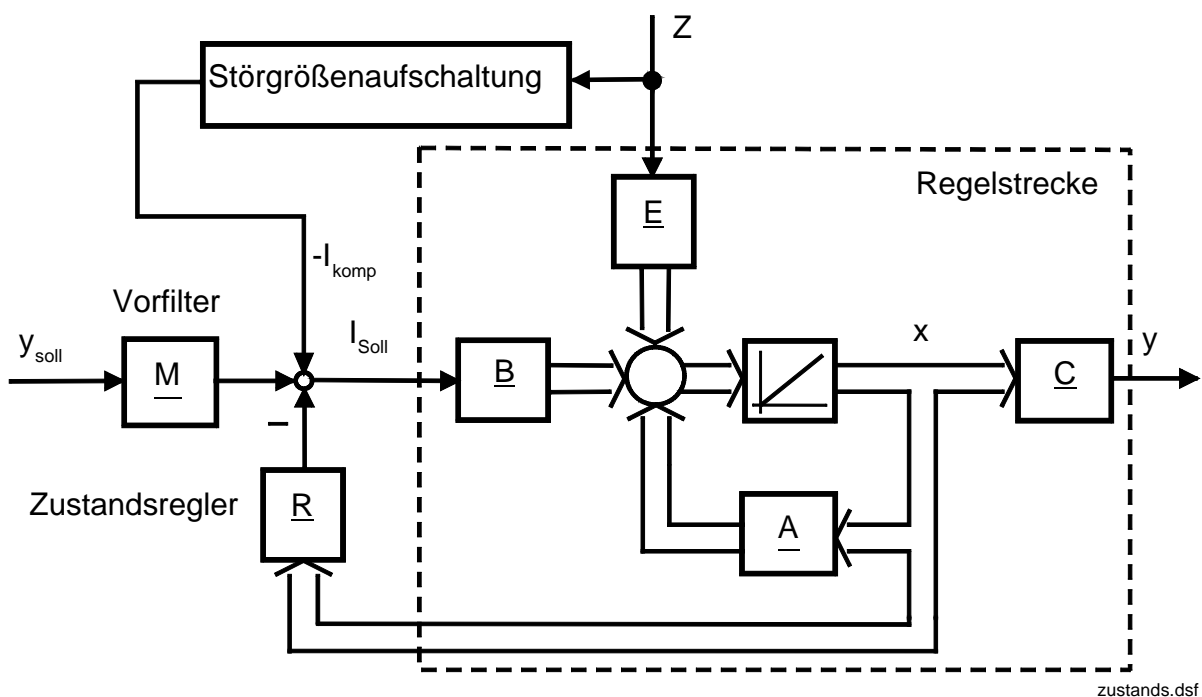


Bild 4.7: Struktur der Zustandsregelung

Beim Reglerentwurf geht man in zwei Schritten vor. Zunächst werden die Koeffizienten des Zustandsreglers  $\underline{R}$  bestimmt. Anschließend ermittelt man den Vorfilterfaktor  $\underline{M}$ . Der Faktor wird dabei so skaliert, dass bei einem Eingangssprung die Ausgangsgröße dem Sollwert entspricht. Dazu muss Gleichung (4.24) gelten.

$$\underline{M} = [\underline{C} (\underline{I} - (\underline{A} - \underline{B} \cdot \underline{R}))^{-1} \cdot \underline{B}]^{-1} \quad (4.24)$$

Bei der Bestimmung der Koeffizienten eines zeitdiskreten Zustandsreglers System mit einer Eingangsgröße  $u(k)$  und einer Ausgangs-

größe  $y(k)$  geht man von einer zeitdiskreten Beschreibung der Regelstrecke nach Gleichung (4.25) aus.

$$\begin{aligned} \underline{x}(k+1) &= \underline{A} \cdot \underline{x}(k) + \underline{B} \cdot u(k) \\ y(k) &= \underline{C} \cdot \underline{x}(k) \end{aligned} \quad (4.25)$$

Dazu müssen die zeitdiskrete Systemmatrix  $\underline{A}$  und der Steuervektor  $\underline{B}$  aus einer Transformation der aus der theoretischen Modellbildung erhaltenen Beschreibung aus Gleichung (3.14) und (3.15) bestimmt werden [ISE\_88] oder direkt aus den abgetasteten Systemgrößen identifiziert werden [SIN\_95]. Der Ausgangsvektor  $\underline{C}$  bleibt unverändert.

### Reglerentwurf durch Polvorgabe

Unter der Voraussetzung einer bekannten Streckenbeschreibung geht man bei der Polvorgabe davon aus, der geregelten Strecke ein gewünschtes Streckenverhalten durch eigenständige Wahl der Systempole  $z_i$  einzuprägen. Für einen Entwurf im zeitdiskreten Bereich muss Gleichung (4.26) durch einen Koeffizientenvergleich gelöst werden. Die Gleichung (4.26) kann analog zur Bestimmung eines zeitkontinuierlichen Zustandsreglers  $\underline{R}$  herangezogen werden. Dabei sind die zeitdiskreten Pole  $z_i$  durch die kontinuierlichen Pole  $s_i$  zu ersetzen und die Gleichung mit den zeitkontinuierlichen Systemmatrizen zu lösen.

$$\det(z \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{R}) = (z - z_1) \cdot (z - z_2) \cdot \dots \cdot (z - z_n) \quad (4.26)$$

Der Vorteil dieser Methode liegt in der Übersichtlichkeit des Entwurfsverfahrens, da bei der Wahl der Pole das Systemverständnis erhalten bleibt. In vielen Fällen wird man beispielsweise im zeitkontinuierlichen Bereich die Pole des geregelten Systems möglichst weit links auf der negativen reellen Achse platzieren, um ein schnelles schwingungsfreies Einschwingverhalten zu erzielen. Dies bedeutet aber auch, dass eine hohe Stellenergie notwendig ist, die u.U. in der Realität vom Stellglied nicht aufgebracht werden kann. Dieser Nachteil des Entwurfsverfahrens, die notwendige Stellenergie nicht in den Entwurf mit einzubeziehen, versucht der Riccati-Entwurf zu umgehen.

### Reglerentwurf nach Riccati

Wie beim Parameteroptimierungsverfahren für klassische Regler wird beim Riccati Entwurf ebenfalls ein Gütekriterium eingeführt, Gleichung (4.27).

$$V = \sum_{k=0}^{N-1} \underline{x}^T(k) \cdot \underline{Q} \cdot \underline{x}(k) + r \cdot u^2(k) \quad (4.27)$$

Durch die Wahl des Bewertungsfaktors  $r$  wird die Höhe der notwendigen Stellenergie berücksichtigt. Die Bewertungsmatrix  $\underline{Q}$  nimmt Einfluss auf den Zustand, der hinsichtlich der Regelungsaufgabe optimiert werden soll. Im vorliegenden Fall einer Lageregelung ist es sinnvoll die Zustandsgrößen Schlittenposition und transformierter Spindelwinkel, siehe Gleichung 3.15, höher zu bewerten als die verbleibenden Zustandsgrößen [SCH\_98].

Die Matrix  $\underline{Q}$  muss positiv definit sein. Darüber hinaus gibt es keine allgemeingültigen Regeln zur Wahl der Elemente von  $\underline{Q}$ . Es ist jedoch sinnvoll  $\underline{Q}$  als Diagonalmatrix zu wählen, um eine Entkopplung der Bewertung der einzelnen Zustände zu erzielen.

Zur Bestimmung des Minimums der Verlustfunktion kann ein Verfahren zur Optimierung nach Bellmann angewendet werden [ISE\_88]. In diesem rekursiven Verfahren wird in jedem Schritt ein neuer Zustandsregler gemäß Gleichung 4.14 berechnet.

$$\underline{R}_{N-j}^T = (r + \underline{B} \cdot \underline{P}_{N-j+1} \cdot \underline{B})^{-1} \cdot \underline{B}^T \cdot \underline{P}_{N-j+1} \cdot \underline{A} \quad (4.28)$$

Als Startwert für die Matrix  $\underline{P}$  wird die Bewertungsmatrix  $\underline{Q}$  verwendet. Hierbei stellt  $\underline{P}$  die Lösung der stationären Matrix-Riccati-Differenzengleichung dar. Im nächsten Schritt wird  $\underline{P}$  nach Gleichung 4.15 neu bestimmt und ein neuer zeitdiskreter Zustandsregler berechnet.

$$\underline{P}_{N-j} = \underline{Q} + \underline{A}^T \cdot \underline{P}_{N-j+1} \cdot \underline{A} - \underline{R}_{N-j} \cdot (r + \underline{B}^T \cdot \underline{P}_{N-j+1} \cdot \underline{B}) \cdot \underline{R}_{N-j}^T \quad (4.29)$$

Der Entwurf wird abgebrochen, wenn nach einer genügend großen Zahl  $N$ , die Differenz zwischen  $\underline{R}_{N-j}$  und  $\underline{R}_{N-j+1}$  eine vorgegebene Schranke unterschreitet [SIN\_95].

## 5 Analyse der Regelstrecke

Die Verfahren für den Reglerentwurf und die in Kapitel 6 vorgestellten Verfahren zur Verbesserung des Störverhaltens benötigen parametrische Streckenbeschreibungen.

In Kapitel 3.2 wurde das aus theoretischen Annahmen ermittelte Modell des Positionierantriebes vorgestellt. Die zugehörigen Parameter müssen, soweit sie nicht eindeutig ermittelt werden können, identifiziert werden. Zusätzlich muss überprüft werden, inwieweit die Annahmen bei der Modellbildung die reale Regelstrecke beschreiben.

In Kapitel 5.1 wird auf die theoretische Bestimmung der Streckenparameter eingegangen. Kapitel 5.2 beschreibt das in dieser Arbeit eingesetzte Verfahren der direkten Bestimmung von Prozessparameter aus abgetasteten Messgrößen, basierend auf der Methode der kleinsten Quadrate. In Kapitel 5.3 wird eine Methode zur Frequenzganganalyse beschrieben, mit deren Hilfe zum einen die Eigenschaften der Regelstrecke analysiert werden können, zum anderen eine Parameterschätzung durchgeführt werden kann. Vergleichende Betrachtungen werden in Kapitel 5.4 dargelegt.

### 5.1 Theoretische Ermittlung der Streckenparameter

Bei dem in dieser Arbeit verwendeten elektromechanischen System können die Parameter des elektrischen Antriebs hinreichend genau mit den Daten im Anhang A.1 beschrieben werden.

Kritisch ist jedoch die Bestimmung der mechanischen Parameter  $c$  und  $d$ . So bestimmt die Gesamtsteifigkeit  $c$  wesentlich die dominierende Zeitkonstante des elektromechanischen Systems. Sie weist theoretisch eine Ortsabhängigkeit auf, die mit Hilfe von Bild 5.1 erläutert werden kann.

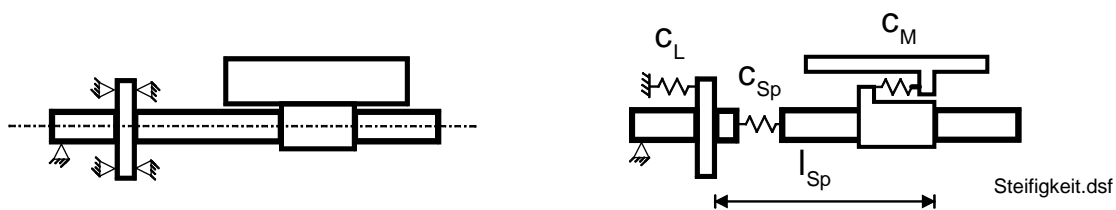


Bild 5.1: Steifigkeiten des Gewindespindelantriebes

Ein einseitig gelagerter Gewindespindelantrieb weist Elastizitäten im Lager  $c_L$ , in der Gewindespindel  $c_{Sp}$  sowie in der Spindelmutter  $c_M$  auf. Daraus ergibt sich eine Gesamtsteifigkeit  $c$  gemäß Gleichung (5.1).

$$\frac{1}{c} = \frac{1}{c_L} + \frac{1}{c_{Sp}} + \frac{1}{c_M} \quad (5.1)$$

Bedingt durch die Entfernung  $l_{Sp}$  zwischen Tisch bzw. Spindelmutter und dem Lager der Gewindespindel entsteht eine ortsabhängige Spindelsteifigkeit. Sie kann für große Spindelkerndurchmesser, wie am Versuchsstand, näherungsweise durch Gleichung (5.2) ermittelt werden [GRO\_81].

$$c_{Sp} \approx \frac{\pi}{4} \cdot \frac{E \cdot d_{KSp}^2}{l_{Sp}} \quad (5.2)$$

Da Mutter- und Lagersteifigkeit nicht einzeln bestimmt werden können, muss die Gesamtsteifigkeit ermittelt werden. Das Verhältnis zwischen den lageunabhängigen Steifigkeiten  $c_M$ ,  $c_L$  und der Spindelsteifigkeit bestimmen dabei den Grad der Lageabhängigkeit der Summensteifigkeit.

Der zweite Parameter, der schwer bestimmbar ist, ist die mechanische Dämpfung. Sie kann in einzelne Dämpfungsanteile von Materialdämpfung  $d$  und Reibung  $k_R$ , wie im Bild 3.7, unterteilt werden. Der Reibanteil ist dabei stark nichtlinear und arbeitspunktabhängig.

Beide Anteile haben dieselbe Wirkung, siehe Gleichung (4.8). Sie werden daher auch mit Hilfe der nachfolgend beschriebenen Schätzverfahren immer in ihrer Gesamtwirkung bestimmt.

## 5.2 Schätzverfahren zeitdiskreter Prozessmodelle

Für den Reglerentwurf, siehe Kapitel 4, sowie für die in Kapitel 6 vorgestellten Verfahren zur Störgrößenkompensation werden parametrische Streckenmodelle benötigt. Stehen, wie an modernen Antriebssystemen, abgetastete Prozessdaten zur Verfügung, bieten sich Verfahren zur Schätzung zeitdiskreter Prozessmodellen an [ISE\_92].

Dazu ist der Prozess über ein zu wählendes Modell der Ordnung  $n$  zu beschreiben. Gemäß Gleichung (5.3) werden in dieser Arbeit nur Modelle ohne Totzeit geschätzt, da durch die hohe Dynamik der Stromrichterschaltung die wesentliche Totzeit des Gleichstromstellers von ca.  $50\mu\text{s}$  im Antriebssystem vernachlässigbar klein ist.

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z + \dots + b_n z^n}{a_0 + a_1 z + \dots + a_n z^n} = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{X(z)}{U(z)} \quad (5.3)$$

Bildet man den Fehler  $e(k)$  zwischen Modell und Prozess gemäß Gleichung (5.4), ergibt sich eine lineare Abhängigkeit des Fehlers von den zu bestimmenden Parametern  $a_i$  und  $b_i$  und den Prozessmesswerten  $u$  und  $x$ . Dies ist mathematisch sinnvoll, da die Parameter direkt, d.h. für einen Rechenschritt berechnet werden können.

$$e(k) = y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) - b_1 u(k-1) - \dots - b_n u(k-n) \quad (5.4)$$

In Bild 5.2 ist die Struktur des Fehlermodells dargestellt. Das Verfahren kann sowohl im offenen als auch im geschlossenen Regelkreis angewendet werden und ermöglicht dadurch prinzipiell auch die Bestimmung von Teilübertragungsfunktionen gemäß Kapitel 3.

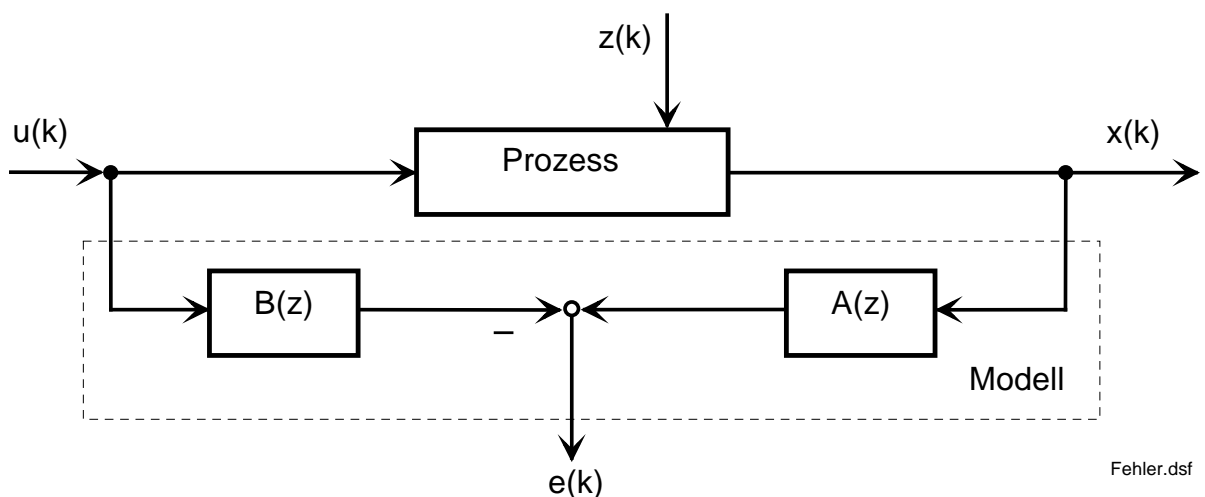


Bild 5.2: Fehlermodell der zeitdiskreten Schätzung

Zur Bestimmung der Parameter  $a_i$  und  $b_i$  mit Hilfe der Methode der kleinsten Quadrate muss das Minimum des quadratischen Fehlers nach Gleichung (5.5) gefunden werden.

$$V = \sum_{k=0}^N e^2(k) \quad (5.5)$$

Bei ideal linearen Prozessen und passender Ordnung  $n$  würde die Summe der Fehlerquadrate Null werden. In realen Prozessen treten Störungen und gegebenenfalls Nichtlinearitäten auf, so dass der Fehler nur minimiert werden kann. Das Ergebnis der Schätzung entspricht dann einer linearisierten Prozessbeschreibung um einen Arbeitspunkt.

Fasst man wie nachfolgend beschrieben die zu schätzenden Parameter im Parametervektor  $\underline{\Theta}$  und die gemessenen Prozessdaten im Datenvektor  $\underline{y}$  zusammen, kann Gleichung (5.5) in Gleichung (5.8) überführt werden.

$$\underline{\Theta} = \begin{bmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_n \\ b_1 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\underline{\Psi}^T = [-y(k-1) \quad \dots \quad -y(k-n) \quad u(k-1) \quad \dots \quad u(k-n)] \quad (5.7)$$

$$V = \sum_{k=0}^N \left[ y(k) - \underline{\Psi}^T(k) \cdot \underline{\Theta} \right]^2 \quad (5.8)$$

Formt man Gleichung (5.8) in eine Summe von vektoriellen Größen um, erhält man Gleichung (5.9).

$$V = e^T \cdot e = \underline{y}^T \cdot \underline{y} - 2\underline{y}^T \cdot \underline{\Psi} \cdot \underline{\Theta} + \underline{\Theta}^T \cdot \underline{\Psi}^T \cdot \underline{\Psi} \cdot \underline{\Theta} \quad (5.9)$$

Durch Bildung der Ableitung  $V$  nach dem gesuchten Parametervektor  $\underline{\Theta}$  und Nullsetzen erhält man das Extrema der vektoriellen Gleichung. Es entspricht sogleich dem Minimum.

$$\frac{dV}{d\underline{\Theta}} = 2\underline{\Psi}^T \cdot \underline{y} - 2\underline{\Psi}^T \cdot \underline{\Psi} \cdot \underline{\Theta}^T = 0 \quad (5.10)$$



Die Parameter lassen sich aus Gleichung (5.11) bestimmen und stellen das Minimum der Gleichung (5.9) dar [ISE\_92a].

$$\underline{\Theta} = \underline{P} \cdot \underline{\Psi}^T \cdot \underline{y} \quad \text{mit} \quad \underline{P} = \left[ \underline{\Psi} \cdot \underline{\Psi}^T \right]^{-1} \quad (5.11)$$

Die beschriebene nichtrekursive Methode ist nicht geeignet für eine Parameterbestimmung mit einem Prozessrechner, da sie zum einen aufgrund der Matrixinversion rechenintensiv ist und zum anderen zeitintensiv ist, da erst nach dem Speichern abgetasteter Messwerte mit der Berechnung der Parameter begonnen werden kann. Deshalb bieten sich rekursive Verfahren zur Parameterbestimmung an.

Die rekursive Methode der kleinsten Quadrate wird unter anderem in [ISE\_92a] beschrieben. Zur Parameterbestimmung müssen nachfolgende Definitionen und Rechenschritte vorgenommen werden.

Der Faktor  $\lambda$  wird als Vergessensfaktor eingeführt. Er muss der Anwendung entsprechend gewählt werden und gewichtet den Beitrag älterer Messwerte zur Parameterschätzung. Der Vergessensfaktor  $\lambda$  wird zur Berechnung von  $\gamma(k)$ , den ersten Schritt der rekursiven Berechnung, benötigt. Am Versuchsstand ergeben sich gute Ergebnisse mit einem  $\lambda$  zwischen 0,95 und 1. Mit  $\lambda=1$  werden alle Messwerte gleich bewertet.

$$\underline{\gamma}(k) = \frac{1}{\underline{\Psi}^T(k+1) \cdot \underline{P}(k) \cdot \underline{\Psi}(k+1) + \lambda} \cdot \underline{P}(k) \cdot \underline{\Psi}(k+1) \quad (5.12)$$

Zur erstmaligen Berechnung des Vektors  $\underline{\gamma}(k)$  nach Gleichung (5.12) wird die Matrix  $\underline{P}(k)$  benötigt. Als Startwert kann Gleichung (5.11) herangezogen werden. Die abgetasteten Messwerte werden als Datenvektor  $\underline{\Psi}$ , Gleichung (5.7), in den Gleichungen (5.12) bis (5.14) berücksichtigt. Im nächsten Rechenschritt wird  $\underline{\Theta}(k+1)$  berechnet.

$$\underline{\Theta}(k+1) = \underline{\Theta}(k) + \underline{\gamma}(k) \cdot [y(k+1) - \underline{\Psi}^T(k+1) \cdot \underline{\Theta}(k)] \quad (5.13)$$

Als Startwert für  $\underline{\Theta}(k)$  der Parameterbestimmung nach Gleichung (5.13) bietet sich die Anwendung der nichtrekursiven Methode nach Gleichung (5.11) an.

Die Matrix  $\underline{P}(k+1)$  ist anschließend für den nächsten Schätzschrift entsprechend Gleichung (5.14) vorzubereiten. Diese Rechenschritte werden dann so lange durchlaufen bis sich ein stabiler Parametersatz einstellt.

$$\underline{P}(k+1) = [\underline{I} - \underline{\gamma}(k) \cdot \underline{\Psi}^T(k+1)] \cdot \underline{P}(k) \cdot \frac{1}{\lambda} \quad (5.14)$$

Eine Kombination zwischen den beiden vorgestellten Verfahren stellt das DSFI-Schätzverfahren (**D**iscrete **S**quare Root **F**iltering in **I**nformation **F**orm) dar [ISE\_92b]. Es basiert auf der nichtrekursiven Methode der kleinsten Quadrate, bietet aber mit der Anwendung der sogenannten Housholder-Transformation eine praktikable Möglichkeit zur rekursiven Parameterbestimmung.

Grundlage des DSFI-Verfahren ist die Zerlegung der Informationsmatrix  $\underline{P}^{-1}$ , Gleichung (5.11), in zwei Dreiecksmatrizen  $\underline{S}^{-1}$  entsprechend Gleichung (5.15). Dabei wird eine orthogonale Transformationsmatrix  $\underline{T}$  verwendet, wobei gilt  $\underline{T}^T \cdot \underline{T} = \underline{I}$ . Das Symbol  $\underline{I}$  stellt dabei die Einheitsmatrix dar.

$$\underline{P}^{-1} = \underline{\Psi}^T \cdot \underline{\Psi} = \underline{\Psi}^T \cdot \underline{T}^T \cdot \underline{T} \cdot \underline{\Psi} = (\underline{S}^{-1})^T \cdot \underline{S}^{-1} \quad (5.15)$$

Mit diesem Ansatz können nach [ISE\_92a] die Gleichungen (5.16) und (5.17) aufgestellt werden. Der Vergessensfaktor  $\lambda$  gewichtet auch hier den Einfluss der älteren Datensätze auf das Gesamtergebnis.

$$\begin{bmatrix} \underline{S}^{-1}(k) \\ 0^T \end{bmatrix} = \underline{T}(k+1) \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda} \cdot \underline{S}^{-1}(k-1) \\ \underline{\Psi}^T(k) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{b}(k) \\ \underline{w}(k) \end{bmatrix} = \underline{T}(k+1) \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda} \cdot \underline{b}(k-1) \\ \underline{y}(k) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Unter Anwendung der sogenannten Housholder-Transformation werden die Gleichungen (5.16) und (5.17) in Gleichung (5.18) überführt. Diese Transformation überführt ein Gleichungssystem der Form  $\underline{A}\underline{x}=\underline{b}$ , welches auch überbestimmt sein kann, in ein Gleichungssystem  $\underline{A}_\underline{x}=\underline{b}_\underline{}$ , wobei die Matrix  $\underline{A}_\underline{}$  eine obere Dreiecksmatrix  $\underline{S}^{-1}$  darstellt und für den Fall der Überbestimmtheit einen zusätzliche Zeilenvektoren mit dem Wert Null enthält. Das Ergebnis der Transformation ist in Gleichung (5.18) dargestellt.

$$\begin{bmatrix} \underline{S}^{-1}(k) \\ 0^T \end{bmatrix} \cdot \underline{\Theta}(k) = \begin{bmatrix} \underline{b}(k) \\ \underline{e}(k) \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Bedingt durch die Dreiecksform von  $\underline{S}^{-1}$  können die Parameter durch zeilenweises Auflösen berechnet werden. Eine Matrixinversion ist nicht notwendig. Der Schätzfehler  $\underline{e}(k)$  ist als Ergebnis in der letzten Zeile enthalten.

Neue Daten werden gemäß Gleichung (5.19) eingearbeitet.

$$\underline{T} \cdot \begin{bmatrix} \underline{S}^{-1}(k) \\ \underline{\Psi}^T(k+1) \end{bmatrix} \cdot \underline{\Theta}(k) = \underline{T} \cdot \begin{bmatrix} \underline{b}(k) \\ y(k+1) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

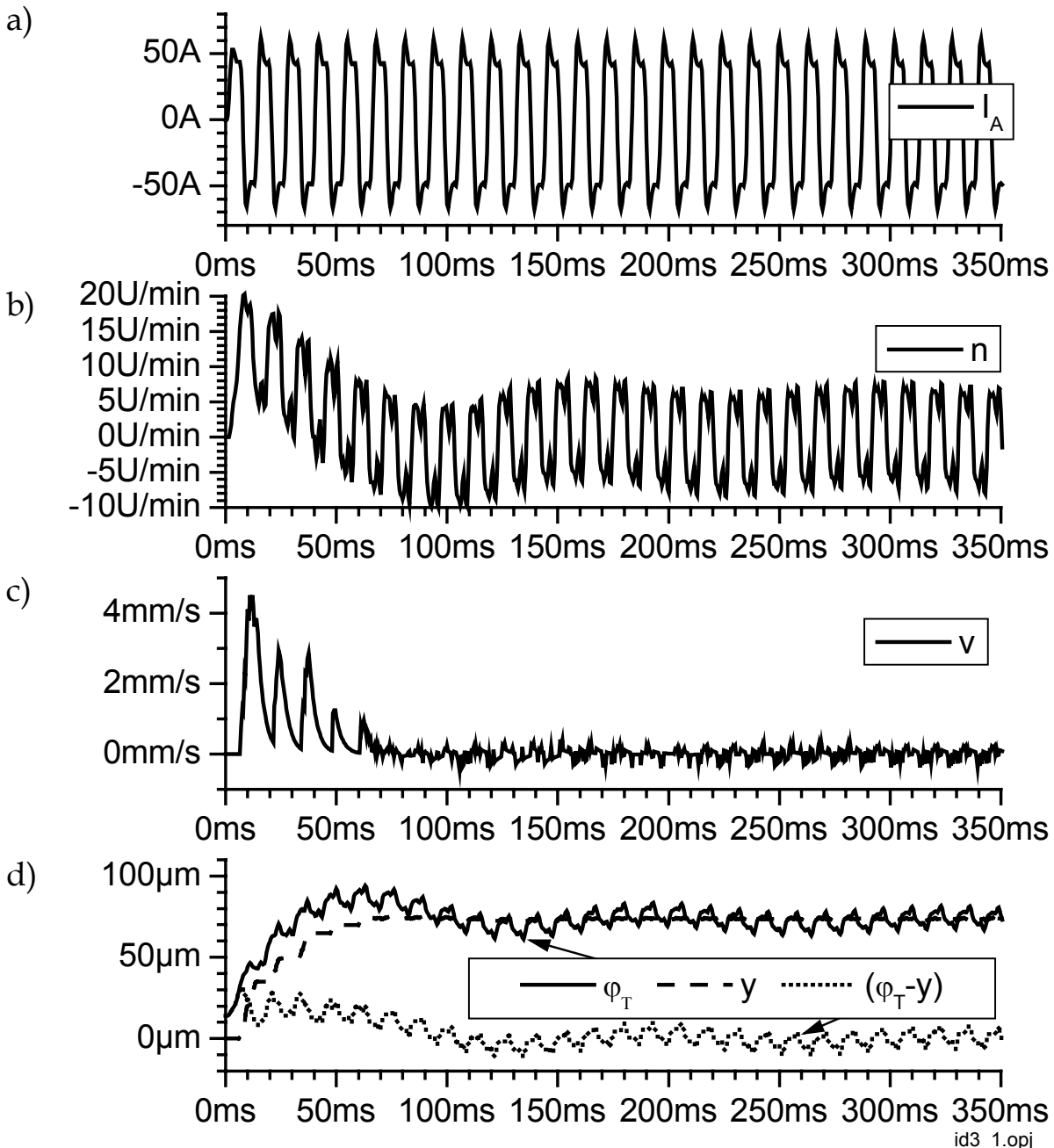
Nach Aufruf der Housholder-Transformation steht die überarbeitete Matrix  $\underline{S}^{-1}(k+1)$  und ein neuer Vektor  $\underline{b}(k+1)$  zur Berechnung eines neuen Parametervektors  $\underline{\Theta}(k+1)$  zur Verfügung. Dem Anwender obliegt somit die Entscheidung, ob nach dem erneuten Abtastschritt aktualisierte Parameter benötigt werden. Dies ist ein wesentlicher Vorteil des Verfahrens.

Für weitere Details zur Parameterschätzung, wie z. B. die Behandlung von a-priori Informationen, wird an dieser Stelle auf die Darstellungen in [ISE\_92] und [SIN\_95] verwiesen.

Als Ergebnis wird die Schätzung der zeitdiskreten Übertragungsfunktion gemäß Gleichung (3.13) nach dem DSFI-Verfahren dargestellt. In Bild 5.3 sind Messdaten des Antriebes abgebildet, die sich bei Vorgabe eines rechteckförmigen Stromsollwertes als Anregungsfunktion ergeben. Der zugehörige Ankerstrom ist in Bild 5.3.a dargestellt. Die sich einstellende Motordrehzahl  $n$  und die Schlittengeschwindigkeit  $v$  sind entsprechend in Bild 5.3.b und 5.2.c abgebildet. Bild 5.3.d zeigt die Signalverläufe von  $\varphi_T$  und  $y$ , die zur Parameterschätzung verwendet werden. Zusätzlich ist in Bild 5.3.d die Differenz  $(\varphi_T - y)$  dargestellt, um die Elastizität des Aufbaus zu veranschaulichen.

Die Anregungsfunktion ist so gewählt, dass sie in Teilbereichen der Schätzung zu einer „dynamischen Linearisierung“ der Reibung führt. Diese Methode, auch „Dithering“ oder „Dynamische Schmierung“ genannt [MAR\_90], linearisiert den Reibungseinfluss, indem durch ein hochfrequentes Signal der Werkzeugschlitten immer in Bewegung bleibt, ohne nennenswert seine Position zu ändern. Dadurch stellt sich ein

gleichmäßiger Schmierfilm zwischen den Gleitflächen der Gleitführungen des Werkzeugschlittens ein. Der nichtlineare Reibungskoeffizient  $k_R$ , Gleichung (3.13) geht dadurch in einen annähernd konstanten Wert über.



id3\_1.opj

Bild 5.3: Messdaten zur Parameterschätzung

- a) Ankerstrom
- b) Motordrehzahl
- c) Schlittengeschwindigkeit
- d) Spindelwinkel  $\varphi_T$ ; Schlittenposition  $y$ ; Differenz  $(\varphi_T - y)$

Um beispielhaft die Streuung der Parameterschätzung anhand von Messdaten über die gesamte Zeitspanne darzustellen, wird die Parameterberechnung offline durchgeführt, da nicht alle geschätzten Parameter über das gesamte Rechenintervall aufgrund der begrenzten Speicherkapazität des Prozessrechnersystem ausgegeben werden können.

Im Bild 5.4 sind die Verläufe der geschätzten Parameter für eine zeitdiskrete Übertragungsfunktion zweiter Ordnung für die Vergessensfaktoren  $\lambda=1$  und  $\lambda=0,99$  dargestellt. Geringere Vergessensfaktoren führen in diesem Fall zu unbrauchbaren Ergebnissen.

Das DSFI-Verfahren liefert nach ca. 7ms die ersten Ergebnisse. Bis dahin sind die Signalverläufe  $\varphi_T$  und  $y$  nicht ausreichend angeregt, welches zu schlecht konditionierten Matrizen führt. Die Abtastrate des Prozessrechners beträgt 0,5ms.

Beide Fälle liefern nach ca. 30ms stabile Parameter und beide Schätzungen liefern ähnliche Ergebnisse. Weiterhin dokumentiert Bild 5.4 den Vorteil des Verfahrens, schnell einzuschwingen.

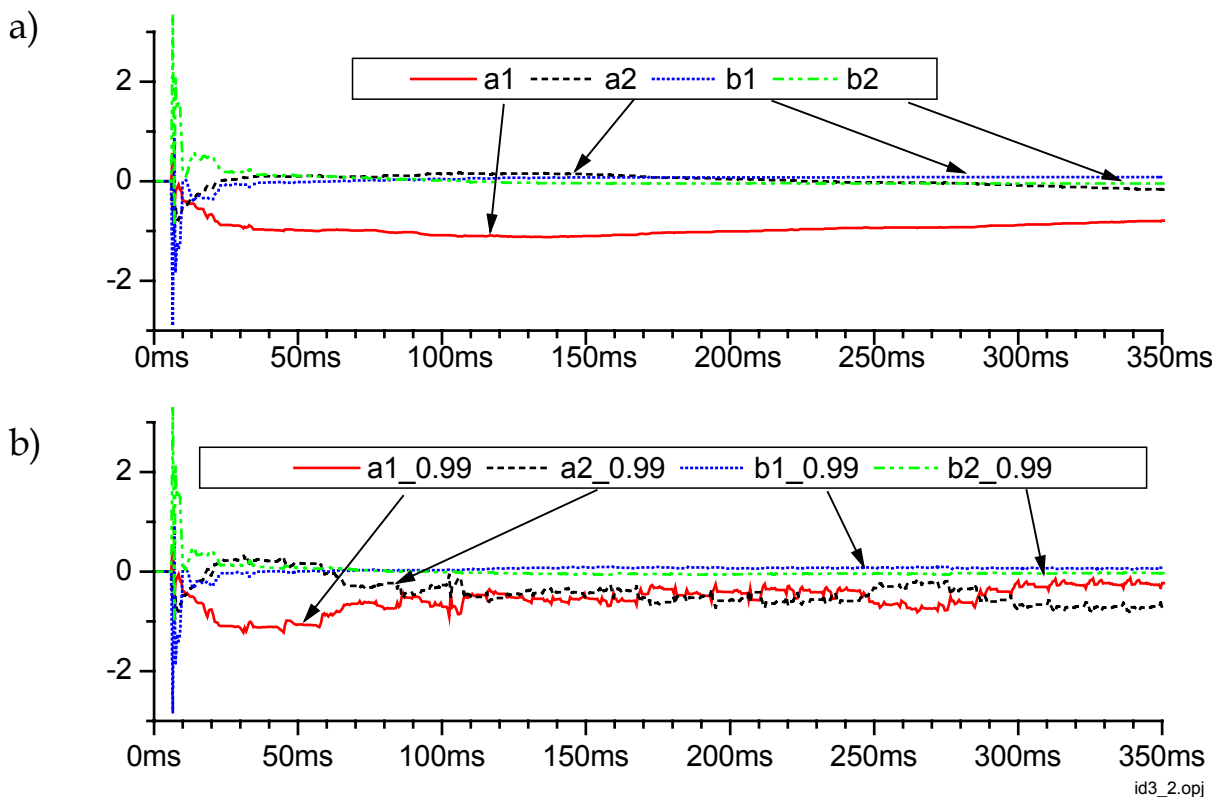


Bild 5.4: Geschätzte Parameter gemäß DSFI-Verfahren

a) Vergessensfaktor  $\lambda=1$

b) Vergessensfaktor  $\lambda=0,99$

Allerdings differieren die Ergebnisse im weiteren Verlauf über 60ms und die Berechnung mit  $\lambda=0,99$  liefert keinen stabilen Parametersatz. Man erkennt aus diesen Verläufen die Sensitivität des Verfahrens in Abhängigkeit des Vergessensfaktors.

In Bild 5.5 ist der Verlauf des Schätzfehlers  $e(k)$  gemäß Gleichung (5.18) für beide Schätzungen abgebildet. Beide Fehler sind vom Betrag gering, welches auf ein gutes Schätzergebnis hinweist. Weiterhin unterscheiden sich beide Verläufe nicht signifikant voneinander. Ebenso kann nicht unmittelbar eine Korrelation zwischen den Parameterschwankungen in Bild 5.4 und den „Spikes“ der Fehlersignale festgestellt werden. Somit wären beide Schätzergebnisse zur Nachbildung geeignet, allerdings fehlt den aufgeführten Parametersätzen ein nachvollziehbarer physikalischer Bezug. Aus diesem Grund werden in den Bildern 5.6.a und 5.6.b die Frequenzgänge beider Schätzungen dargestellt.

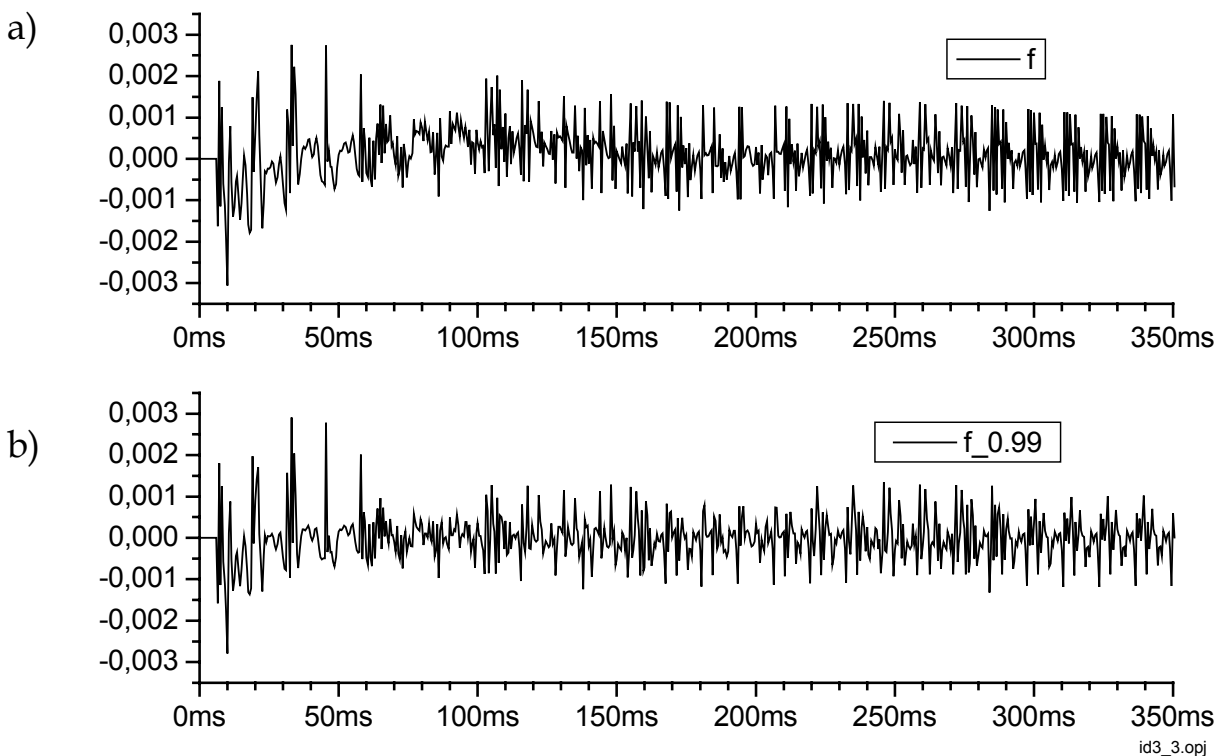
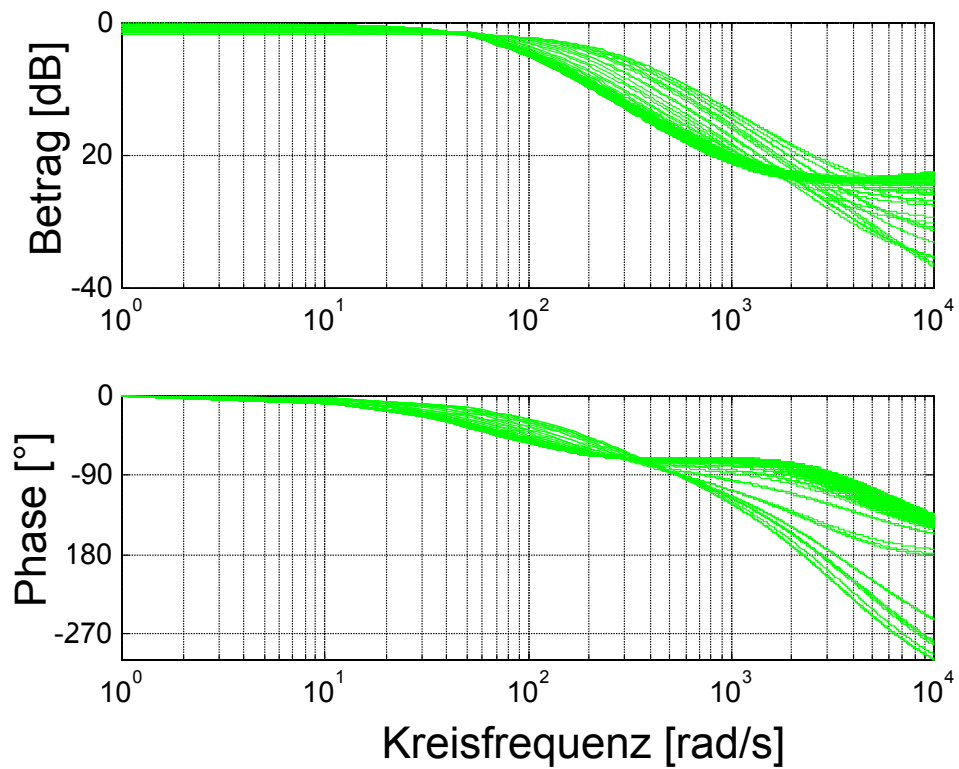


Bild 5.5: Schätzfehler  $e(k)$  gemäß DSFI-Verfahren

a) Vergessensfaktor  $\lambda=1$

b) Vergessensfaktor  $\lambda=0,99$

a)



b)

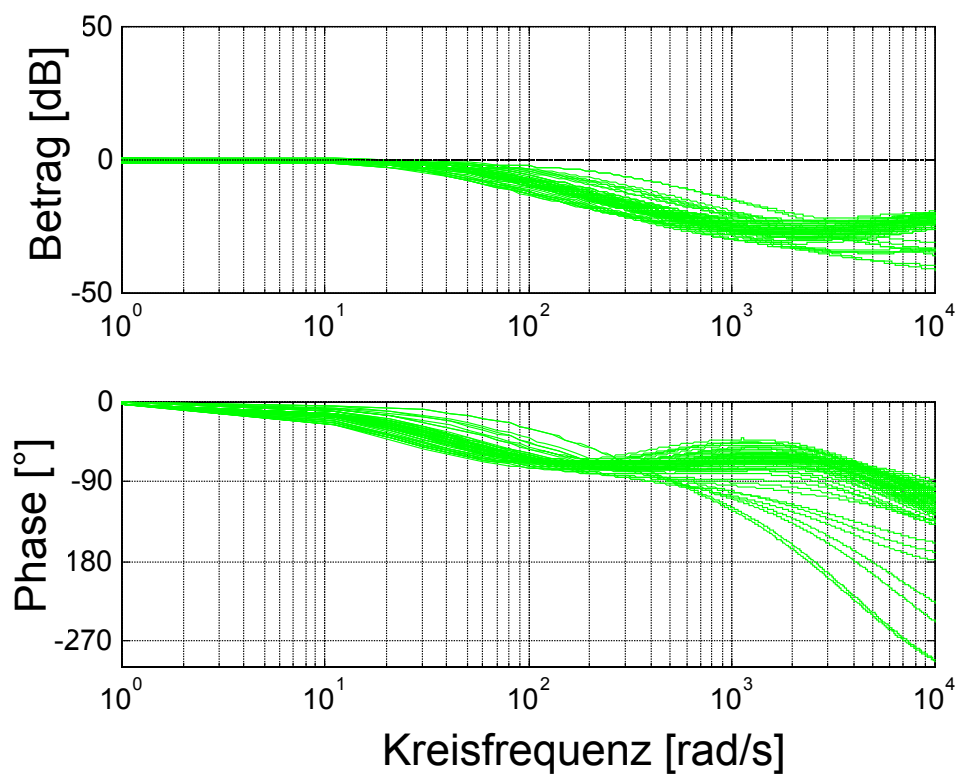


Bild 5.6: Frequenzgänge der geschätzten Parameter gemäß Bild 5.5  
(Auswertung für  $t \geq 50\text{ms}$ )

a) Vergessensfaktor  $\lambda=1$

b) Vergessensfaktor  $\lambda=0,99$

Die zeitkontinuierlichen Frequenzgänge werden mit Hilfe der bilinearen Transformation [ISE\_88] ermittelt. Dazu werden die zeitdiskreten Schätzparameter in zeitkontinuierliche Parameter transformiert. Anschließend wird der Frequenzgang berechnet. In Bild 5.6 sind die Frequenzgänge der berechneten Parameter nach dem Einschwingen ab 50ms gezeichnet, vergleiche Bild 5.4. Zur Verdeutlichung der Qualität der Ergebnisse sind alle Frequenzgänge vergleichend dargestellt.

Es ist festzustellen, dass keine ausgeprägte Eigenfrequenzen detektiert werden können, d.h. das System ist aufgrund des hohen Reibungskoeffizienten  $k_R$  stark gedämpft. Die Pole in Gleichung 3.13 liegen gemäß dieser Schätzung auf der reellen Achse.

Vergleicht man die Ergebnisse in Bild 5.6, stellt man eine zum Teil deutliche Varianz der Frequenzgänge fest. Aus diesem Grund wird im Folgenden ein weiteres Verfahren zur Streckenanalyse beschrieben, welches verbesserte Schätzergebnisse liefert.

### 5.3 Streckenanalyse mittels Korrelationsverfahren

Dieses Verfahren ermittelt eine parametrische Beschreibung eines Systems gemäß Gleichung (5.20) in zwei Schritten. Zunächst wird der Frequenzgang  $G(j\omega)$  entsprechend Bild 5.7 als Kurvenverlauf bestimmt. Im zweiten Schritt wird für den Fall, dass eine parametrische Beschreibung benötigt wird, der Frequenzgang einem zu wählenden Modell angepasst.

$$G(j\omega) = \frac{b_0 + b_1 j\omega + \dots + b_m j^m \omega^m}{a_0 + a_1 j\omega + \dots + a_n j^n \omega^n} = \frac{Z(j\omega)}{N(j\omega)} = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} \quad (5.20)$$

Zur direkten Bestimmung des Frequenzganges  $G(j\omega)$  sind in Bild 5.7 zwei unterschiedliche Möglichkeiten aufgezeigt. Zum einen kann der Frequenzgang, wie im unteren Bereich dargestellt, aus den Fouriertransformierten des Eingangssignals  $\mathfrak{F}\{u(t)\}$  und des Ausgangssignals  $\mathfrak{F}\{y(t)\}$  bestimmt werden. Diese Methode eignet sich für Prozesse mit hohem Signal-Rausch-Abstand.

Bei Prozessen mit höherem Anteil von Störungen ist ein Korrelationsverfahren vorzuziehen. Dieses wird in der vorliegenden Arbeit entsprechend dem oberen Teil von Bild 5.7 angewendet.



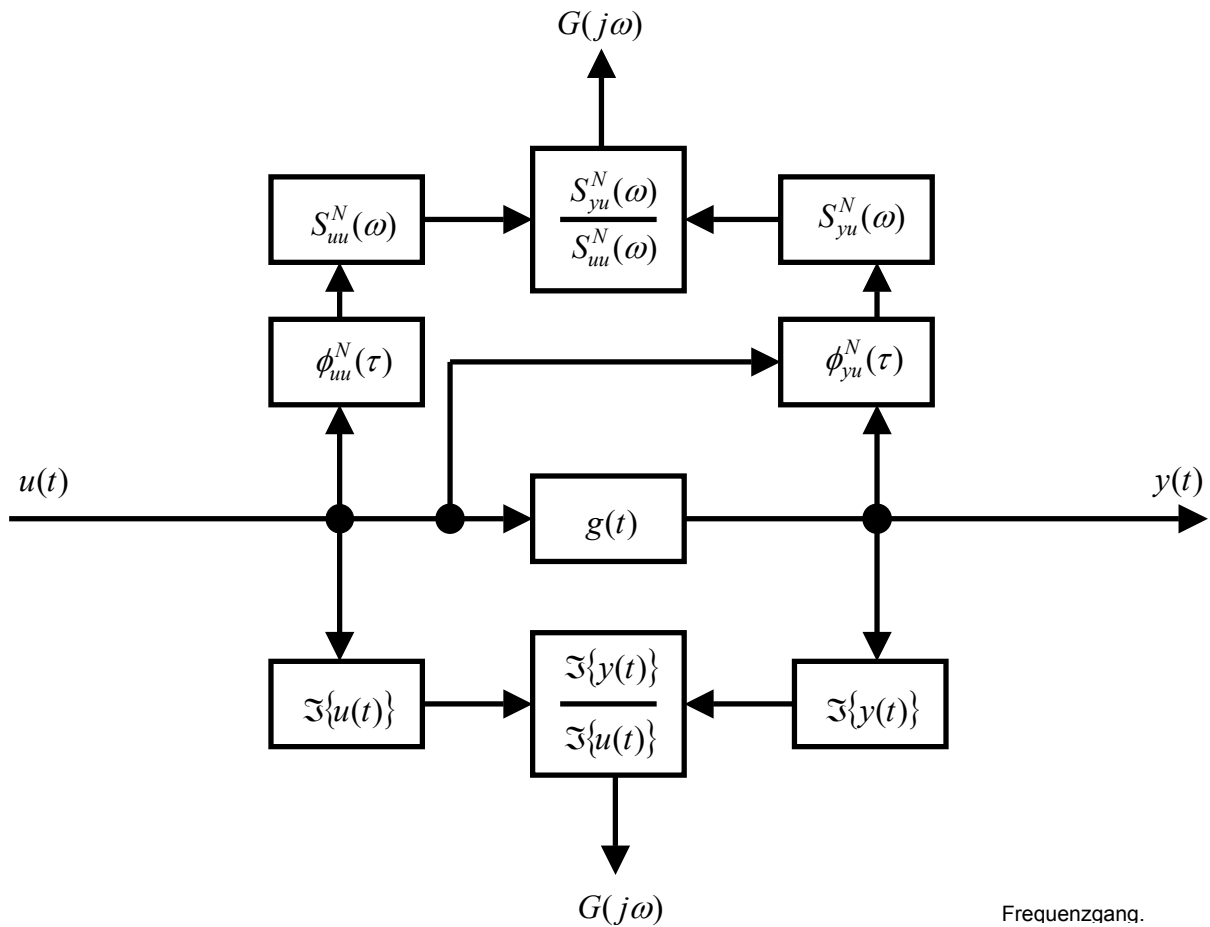


Bild 5.7: Möglichkeiten zur Bestimmung des Frequenzganges

Zunächst werden aus den abgetasteten Prozesssignalen die Autokorrelationsfunktion  $\phi_{uu}^N(\tau)$  und die Kreuzkorrelationsfunktion  $\phi_{uy}^N(\tau)$  gemäß den Gleichungen (5.21) und (5.22) gebildet.

$$\phi_{uu}^N(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k) \cdot u(k + \tau) \quad (5.21)$$

$$\phi_{uy}^N(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k) \cdot y(k + \tau) \quad (5.22)$$

Anschließend wird die diskrete Wirkleistungsichte  $S_{uu}^N(\omega_v)$ , Gleichung (5.23) und die diskrete Kreuzleistungsichte  $S_{uy}^N(\omega_v)$ , Gleichung (5.24) nach [UNB\_88] berechnet.

$$S_{uu}^N(\omega) = \sum_{\tau=0}^{N-1} \phi_{uu}(\tau) \cdot e^{-jT_0\omega\tau} \quad (5.23)$$

$$S_{uy}^N(\omega) = \sum_{\tau=0}^{N-1} \phi_{uy}(\tau) \cdot e^{-jT_0\omega\tau} \quad (5.24)$$

Eine zweite Möglichkeit zur Bestimmung der Leistungsdichten wird in den Gleichungen (5.25) und (5.26) beschrieben. Hierbei werden die entsprechenden Kovarianzfunktionen zur Bestimmung der Leistungsdichten gebildet [ISE\_92a].

$$S_{uu}^N(\omega) = \sum_{\tau=0}^{N-1} [\phi_{uu}(\tau) - \bar{u}^2] \cdot e^{-jT_0\omega\tau} \quad (5.25)$$

$$S_{uy}^N(\omega) = \sum_{\tau=0}^{N-1} [\phi_{uy}(\tau) - \bar{u} \cdot \bar{y}] \cdot e^{-jT_0\omega\tau} \quad (5.26)$$

Zur Bewertung der Qualität der Frequenzgangbestimmung wird ähnlich, wie der Schätzfehler  $e(k)$  aus Kapitel 5.2, ein Maß eingeführt, die Kohärenz [STE\_99]. Die Kohärenz  $r_{uy}^N(\omega_v)$  nach Gleichung (5.27) beschreibt die Verwandtschaft zwischen den Ein- und Ausgangssignalen und entspricht mathematisch einem spektralen Korrelationskoeffizient.

$$r_{uy}^N(\omega) = \frac{S_{uy}^N(\omega)}{\sqrt{S_{uu}^N(\omega) \cdot S_{yy}^N(\omega)}} \quad (5.27)$$

Dabei gilt  $0 \leq |r_{uy}^N(\omega_v)| \leq 1$ , wobei die Schätzungen für  $r_{uy}^N(\omega_v) = 1$  als bestmöglich anzusehen sind. Für  $r_{uy}^N(\omega_v) = 0$  sind die Ergebnisse als unbrauchbar zu werten.

In Bild 5.8 werden an dem eingängigen Beispiel des Stromregelkreises die wesentlichen Merkmale der Korrelationsanalyse diskutiert. Die Analyse liefert den Betrag, den Phasenwinkel im Bereich von  $-180^\circ$  bis  $180^\circ$  sowie den zugehörigen Kohärenzverlauf.

Für die Ergebnisse gemäß Bild 5.8 wird als Anregefunktion für den Stromsollwert ein PRBS-Signal (Pseudo-Rausch-Binär-Signal) verwendet [ISE\_92]. Es gewährleistet eine optimale Anregung des Systems. Erzeugung und wesentliche Eigenschaften des PRBS-Signals sind in Anhang A.5 beschrieben. Als Ergebnis für den Stromregelkreis gemäß Bild

5.8 erkennt man ein gut gedämpftes System zweiter Ordnung. Weiterhin unterstreicht diese Messung die hohe Dynamik des Strom- bzw. Momentenregelkreises.

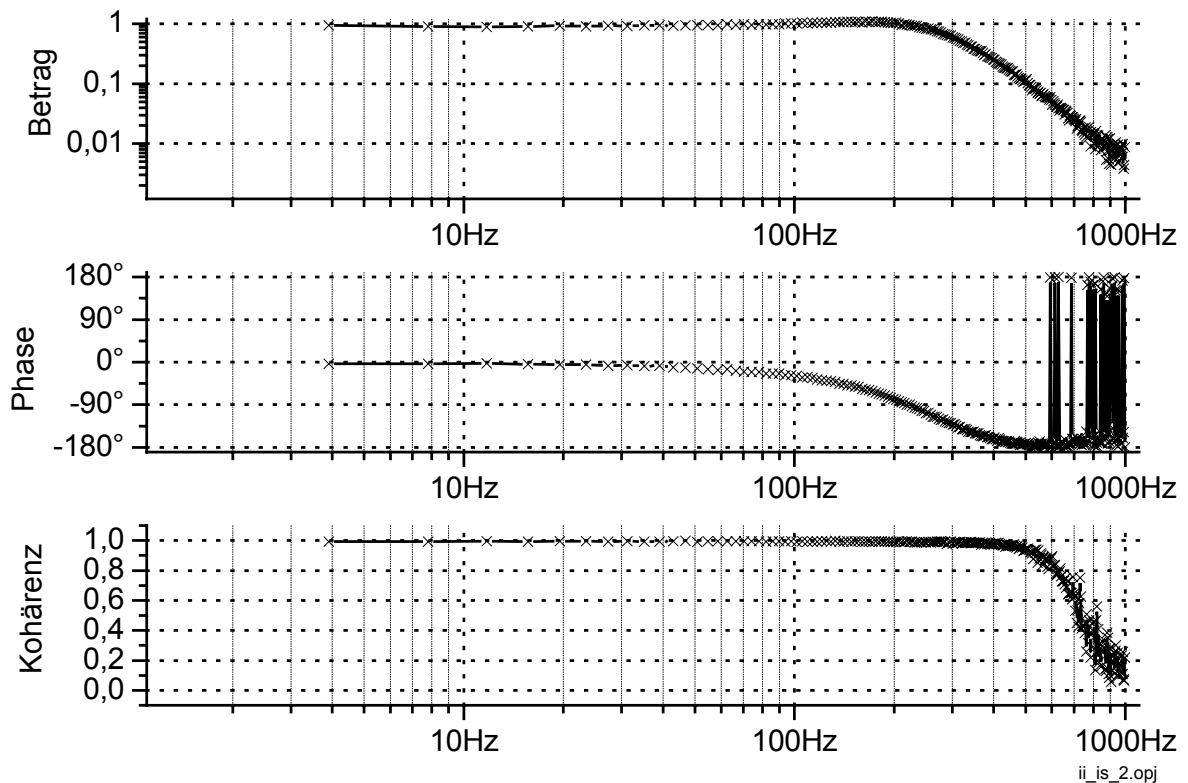


Bild 5.8: Ergebnisse der Frequenzganganalyse mittels Korrelationsverfahrens am Beispiel des Ankerstromregelkreis

Alle Auswertungen erfolgen bis maximal 1000Hz aufgrund der Abtast-rate des Positionierantriebes von 500 $\mu$ s. Dies entspricht nach dem Shannonschen Abtasttheorem der maximal möglichen auflösbaren Nutz-frequenz im Signal. Betrachtet man unter diesem Gesichtspunkt den Kohärenzverlauf in Bild 5.8, so ist damit die stetige Verschlechterung oberhalb von ca. 500Hz zu erklären. Dieser Effekt setzt sich entsprechend in allen Messwertanalysen fort.

Ein zweiter Effekt, dessen Einfluss auf die nachfolgend beschriebenen Parameterschätzung entscheidend ist, ist die gleichmäßige Verteilung der berechneten Werte über den gesamten Frequenzbereich. Der logarithmischen Teilung entsprechend werden in Bild 5.8 mehr Werte zu höheren Frequenzen zugehörig abgebildet. Allerdings bedeutet dies auch, dass im interessierenden niedrigeren Frequenzbereich, weniger Daten zur Verfügung stehen.

Ziel der Anwendung des Korrelationsverfahrens in dieser Arbeit ist, das komplexe Übertragungsverhalten des Positionierantriebes zu analysieren, da mit der Parameterschätzung des Verfahren gemäß Kapitel 5.2 Schwierigkeiten in der Konvergenz auftreten und deshalb die Annahmen der theoretischen Modellanalyse nicht vollständig verifiziert werden können.

In den Bildern 5.9 bis 5.11 sind die Ergebnisse der Korrelationsanalyse mit dem Ankerstromsollwert  $I_{\text{soll}}$  als Eingangsgröße und der Motordrehzahl  $n$  als Ausgangsgröße bei drei unterschiedlichen Schlittenpositionen abgebildet. Die Anregung erfolgt mit dem PRBS-Signal. Die Betrachtung der Kohärenz zeigt, dass die Ergebniswerte für Frequenzen größer als 400Hz als unsicher anzusehen sind. Dies verdeutlicht auch die starke Streuung der Phasenwinkel und die Streuung der Beträge in diesem Frequenzbereich. Im Frequenzbereich bis ca. 400Hz hingegen ergeben sich übereinstimmende Ergebnisse.

Die theoretische Modellbildung ergibt eine Übertragungsfunktion nach Gleichung (4.10) mit einer Zählerordnung von zwei und einer Nennerordnung von vier. Bezieht man die Betrachtungen zu Bild 5.8 mit ein, dass der Stromregelkreis ein Schwingungsverhalten aufweist, ergibt sich eine Nennerordnung von fünf. In Zähler und Nenner existieren jeweils eine komplexe Null- bzw. Polstelle. Sie repräsentieren eine mechanische Resonanzstelle.

Betrachtet man die Bilder 5.9 bis 5.11, so erkennt man jedoch zwei mechanische Resonanzstellen. Zunächst steigt bei einer Frequenz von ca. 190Hz die Phase stark an, dies entspricht einer komplexen Nullstellen. Bei ca. 220Hz liegt die erste mechanische Resonanzstelle, bei welcher die Phase stark abfällt. Anschließend folgt bei ca. 380Hz die zweite Resonanzüberhöhung. Eine zweite komplexe Nullstelle lässt sich bei ca. 300Hz erkennen.

Diese Ergebnisse verdeutlichen den Unterschied zu den Annahmen in der theoretischen Modellbildung. Allerdings sind die nachgewiesenen Resonanzstellen moderat gedämpft. Dadurch fallen sie beim lagegeregelten Betrieb des Positionierantriebes wenig ins Gewicht.

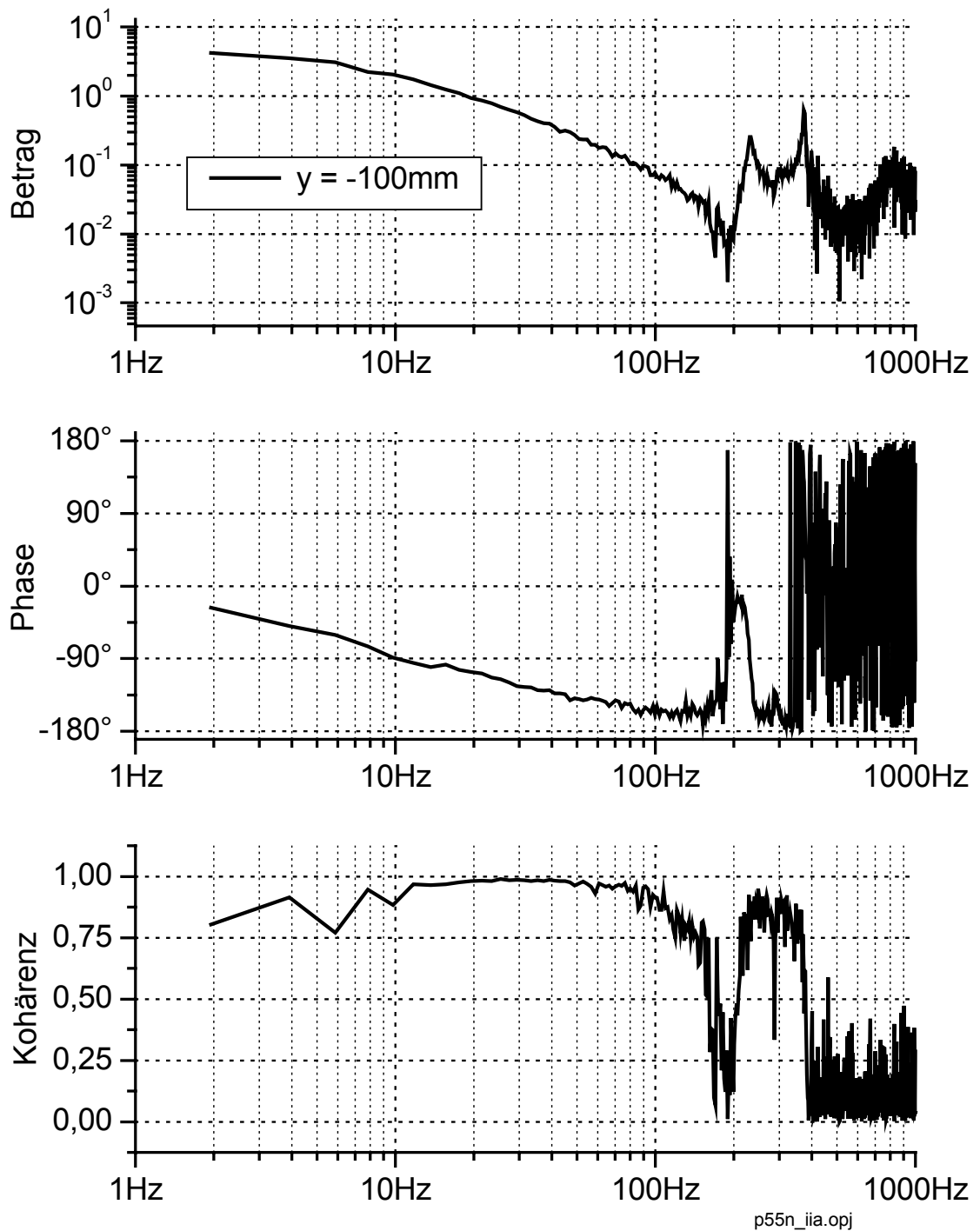


Bild 5.9: Frequenzganganalyse mittels Korrelationsverfahren für das Übertragungsverhalten  $n/I_{\text{soll}}$  gemäß Gleichung (3.12) an der Schlittenpositionen  $y = -100\text{mm}$

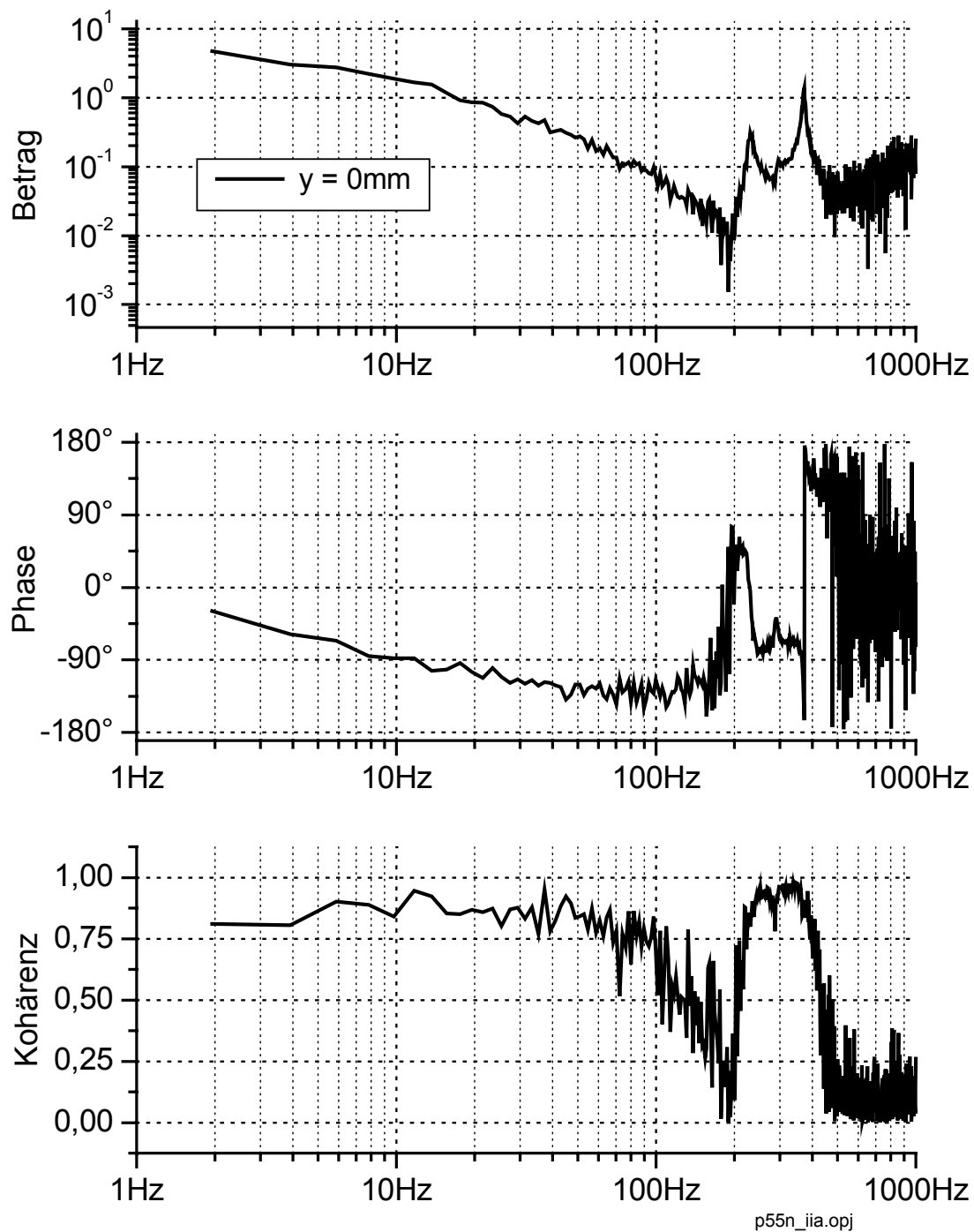


Bild 5.10: Frequenzganganalyse mittels Korrelationsverfahren für das Übertragungsverhalten  $n/I_{\text{soll}}$  gemäß Gleichung (3.12) an der Schlittenpositionen  $y = 0\text{mm}$

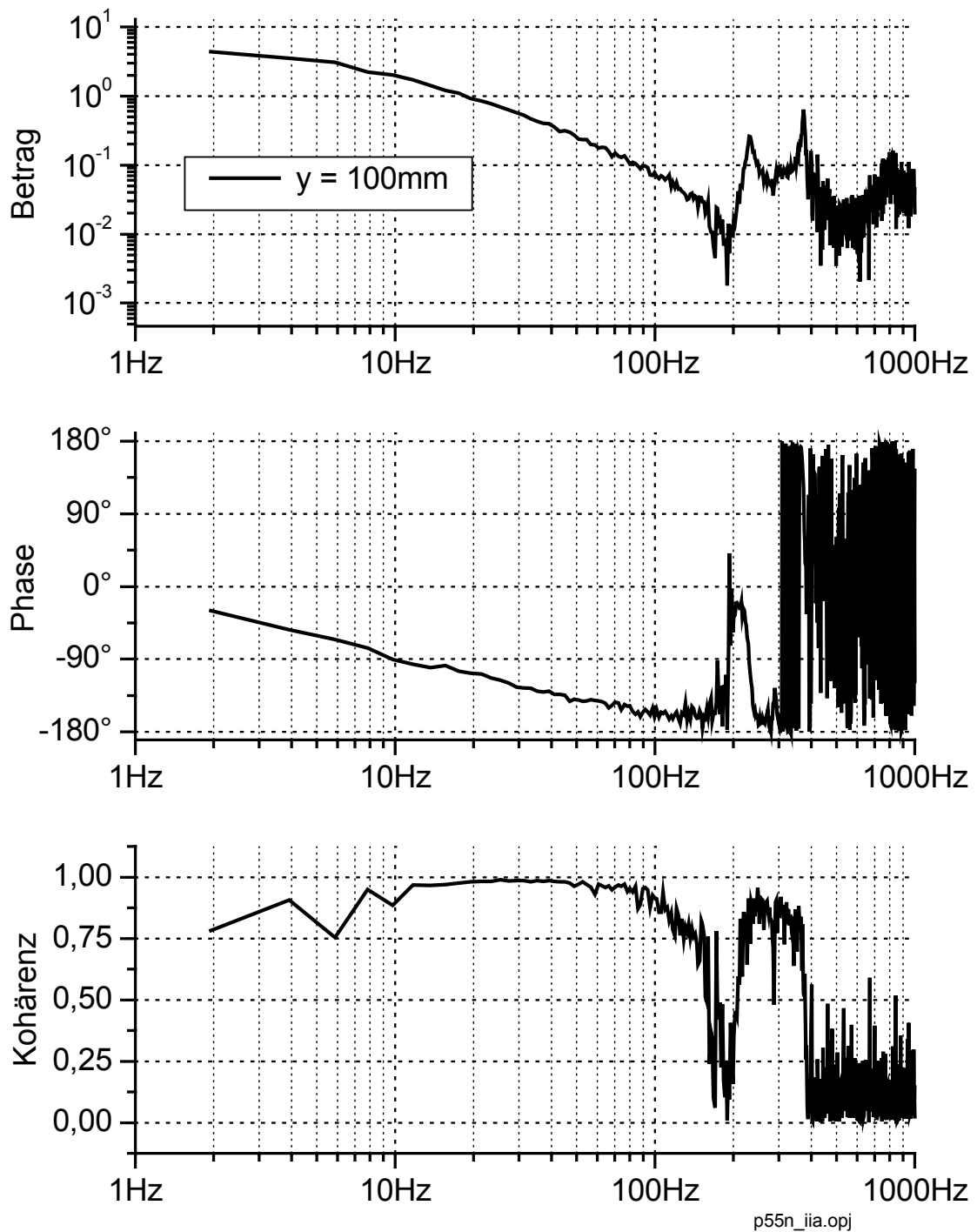


Bild 5.11: Frequenzganganalyse mittels Korrelationsverfahren für das Übertragungsverhalten  $n/I_{\text{soll}}$  gemäß Gleichung (3.12) an der Schlittenpositionen  $y = 100\text{mm}$

Ein zweiter Aspekt der Streckenanalyse in Bildern 5.9 bis 5.11 stellt die Parametervarianz der angenommenen Summenelastizität  $c$  nach Kapitel 5.1 und [SIN\_95] dar. Dazu wird der Positionierantrieb an jeweils drei verschiedenen Schlittenpositionen  $y$  (-100mm, 0mm, 100mm) jeweils mit dem gleichen PRBS-Signalverlauf für den Ankerstromsollwert angeregt. Die Position  $y=-100\text{mm}$  stellt dabei die Position mit dem geringsten Abstand vom Spindellager dar, vergleiche Bild 3.7.

Betrachtet man die Verläufe in den Bildern 5.9 bis 5.11, ist festzustellen, dass sie annähernd identisch sind. Dies bedeutet, dass keine wesentlichen Änderungen der Resonanzfrequenzen oder der Dämpfungen festgestellt werden können. Damit ergibt sich für den Reglerentwurf und der Störgrößenbestimmung keine Notwendigkeit auf eine Parametervarianz der Elastizität einzugehen.

Im zweiten Schritt der Analyse im Frequenzbereich werden aus den ermittelten Frequenzgängen parametrische Übertragungsfunktionen berechnet. Auch hierfür wird in dieser Arbeit die Methode der kleinsten Fehlerquadrate verwendet.

Ziel ist es, die Parameter  $a_i$  und  $b_i$  gemäß der Beschreibung nach Gleichung (5.28) bei vorzugebender Zählerordnung  $m$  und Nennerordnung  $n$  zu berechnen.

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{\hat{B}(j\omega)}{\hat{A}(j\omega)} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i (j\omega)^i}{\sum_{k=1}^n 1 + a_i (j\omega)^i} \quad (5.28)$$

Trennt man die komplexen Polynome aus Gleichung (5.28) in Real- und Imaginärteil, so erhält man Gleichung (5.29).

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{b_0 - b_2\omega^2 + \dots + j(b_1\omega - b_3\omega^3 + \dots)}{1 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots + j(a_1\omega - a_3\omega^3 + \dots)} \quad (5.29)$$

Das Korrelationsverfahren liefert als Prozessbeschreibung für den Prozess Wertetupel  $G_p$  mit Real- und Imaginärteil entsprechend Gleichung (5.30).



$$\begin{aligned}
G_p(j\omega_v) &= R(\omega_v) + jI(\omega_v) \quad v = 0, 1, 2, \dots, N \\
\text{mit } R_v &= R(\omega_v) \\
I_v &= I(\omega_v)
\end{aligned} \tag{5.30}$$

Als Verlustfunktion wird ähnlich wie in Gleichung (5.4) der Ausgangsfehler gemäß Gleichung (5.31) gebildet.

$$V = \sum_{v=0}^N |\hat{A}(j\omega_v)G_p(j\omega_v) - \hat{B}(j\omega_v)|^2 \tag{5.31}$$

Ausmultiplizieren und Ordnen nach Real- und Imaginärteil liefert folgende Formel für die Fehlersumme V.

$$\begin{aligned}
V &= \sum_{v=0}^N [R_v(1 - a_2\omega_v^2 + a_4\omega_v^4 - \dots) - I_v(a_1\omega_v^1 - a_3\omega_v^3 + \dots) - (b_0 - b_2\omega_v^2 + \dots)]^2 \\
&\quad + \sum_{v=0}^N [R_v(a_1\omega_v^1 - a_3\omega_v^3 + \dots) + I_v(1 - a_2\omega_v^2 + a_4\omega_v^4 - \dots) - (b_1\omega_v^1 - b_3\omega_v^3 + \dots)]^2
\end{aligned} \tag{5.32}$$

Schreibt man abgekürzt

$$V = \sum_{v=0}^N [A]^2 + \sum_{v=0}^N [B]^2 \tag{5.33}$$

und bildet die partiellen Ableitungen der Verlustfunktion nach den einzelnen Parametern  $a_1, a_2, \dots, a_n, b_0, b_1, \dots, b_m$ , erhält man das Gleichungssystem (5.34).

$$\tag{5.34}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial V}{\partial a_1} &= \sum_{v=0}^N \frac{\partial}{\partial a_1} ([A]^2 + [B]^2) = \sum_{v=0}^N \frac{\partial [A]^2}{\partial [A]} \frac{\partial [A]}{\partial a_1} + \dots = \sum_{v=0}^N 2[A] \frac{\partial [A]}{\partial a_1} + 2[B] \frac{\partial [B]}{\partial a_1} \\
&= \sum_{v=0}^N [A] \cdot (-1)I_v\omega_v + \sum_{v=0}^N [B] \cdot R_v\omega_v = 0 \\
\frac{\partial V}{\partial a_2} &= \sum_{v=0}^N [A] \cdot (-1)R_v\omega_v^2 + \sum_{v=0}^N [B] \cdot (-1)I_v\omega_v^2 = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial V}{\partial a_3} &= \sum_{v=0}^N [A] \cdot I_v \omega_v^3 + \sum_{v=0}^N [B] \cdot (-1) R_v \omega_v^3 = 0 \\
\frac{\partial V}{\partial a_4} &= \sum_{v=0}^N [A] \cdot R_v \omega_v^4 + \sum_{v=0}^N [B] \cdot I_v \omega_v^4 = 0 \\
\frac{\partial V}{\partial b_0} &= \sum_{v=0}^N \frac{\partial}{\partial b_0} ([A]^2 + [B]^2) = \sum_{v=0}^N \frac{\partial [A]^2}{\partial [A]} \frac{\partial [A]}{\partial b_0} + \dots = \sum_{v=0}^N 2[A] \frac{\partial [A]}{\partial b_0} + 2[B] \frac{\partial [B]}{\partial b_0} \\
&= \sum_{v=0}^N [A] \cdot (-1) = 0 \\
\frac{\partial V}{\partial b_1} &= \sum_{v=0}^N [B] \cdot (-1) \omega_v = 0 \\
\frac{\partial V}{\partial b_2} &= \sum_{v=0}^N [A] \cdot \omega_v^2 = 0 \\
\frac{\partial V}{\partial b_3} &= \sum_{v=0}^N [B] \cdot \omega_v^3 = 0
\end{aligned}$$

Einsetzen von Gleichung (5.29) in die Gleichungen (5.34) und Auflösen nach den gesuchten Koeffizienten ergibt nach [ISE\_92b] das Gleichungssystem gemäß Gleichung (5.35).

$$\underline{Z} \cdot \underline{\Theta} = \underline{v} \quad (5.35)$$

mit

$$\underline{Z} = \begin{bmatrix} U_2 & 0 & -U_4 & 0 & U_6 & \dots & T_1 & -S_2 - T_3 & S_4 & T_5 & \dots \\ 0 & U_4 & 0 & -U_6 & 0 & \dots & S_2 & T_3 - S_4 & -T_5 & S_6 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ T_1 & S_2 & -T_3 & -S_4 & T_5 & \dots & V_0 & 0 & -V_2 & 0 & V_4 & \dots \\ -S_2 & T_3 & S_4 & -T_5 & -S_6 & \dots & 0 & V_2 & 0 & -V_4 & 0 & \dots \\ -T_3 & -S_4 & T_5 & S_6 & -T_7 & \dots & -V_2 & 0 & V_4 & 0 & -V & \dots \end{bmatrix}$$

$$\underline{\Theta} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad \underline{v} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_2 \\ \vdots \\ S_0 \\ T_1 \\ -S_2 \end{bmatrix}$$

Man erkennt, dass der Aufbau der Systemmatrix  $\underline{Z}$  und des Spaltenvektors  $\underline{v}$  einem Bildungsgesetz unterworfen ist. Dies kann zusammenfassend mit den Gleichungen (5.36) formuliert werden.

$$\begin{aligned}
 V_j &= \sum_{v=0}^N w_v \cdot \omega_v^j \\
 S_j &= \sum_{v=0}^N w_v \cdot \omega_v^j \cdot R_v \\
 T_j &= \sum_{v=0}^N w_v \cdot \omega_v^j \cdot I_v \\
 U_j &= \sum_{v=0}^N w_v \cdot \omega_v^j \cdot [R_v^2 + I_v^2]
 \end{aligned} \tag{5.36}$$

Der Parametervektor  $\underline{\Theta}$  kann entsprechend Gleichung (5.37) berechnet werden.

$$\underline{\Theta} = [\underline{Z}^T \cdot \underline{Z}]^{-1} \cdot \underline{Z}^T \cdot \underline{v} \tag{5.37}$$

Die in den Gleichungen (5.36) eingeführte Gewichtungsfunktion  $w_v$  kann anschaulich anhand von Bild 5.12 erläutert.

In Bild 5.12 werden am Beispiel des Übertragungsverhaltens des Drehzahlregelkreises die Ergebnisse der Parameterschätzung dargestellt. Vorgegeben wird eine Zählerordnung  $m=2$  und eine Nennerordnung  $n=6$ . Anhand der ermittelten Prozessdatenverläufe erkennt man wiederum die in Bild 5.9 erwähnten zwei Resonanzfrequenzen.

Die Parameterschätzung erfolgt mit vier unterschiedlichen Gewichtungsfunktionen, die ebenfalls in Bild 5.12 abgebildet sind. Die Ergebnisse verdeutlichen, dass nur bei Verwendung der Gewichtungsfunktionen  $1/f^2$  und  $1/f^3$  zufriedenstellende Ergebnisse erreicht werden können, da damit die Werte der Frequenzgänge mit zunehmender Frequenz weniger am Schätzergebnis beitragen. Damit wird, wie am Beispiel von Bild 5.8 erwähnt, der geringen Anzahl von Stützstellen im niedrigen Frequenzbereich entgegengewirkt.

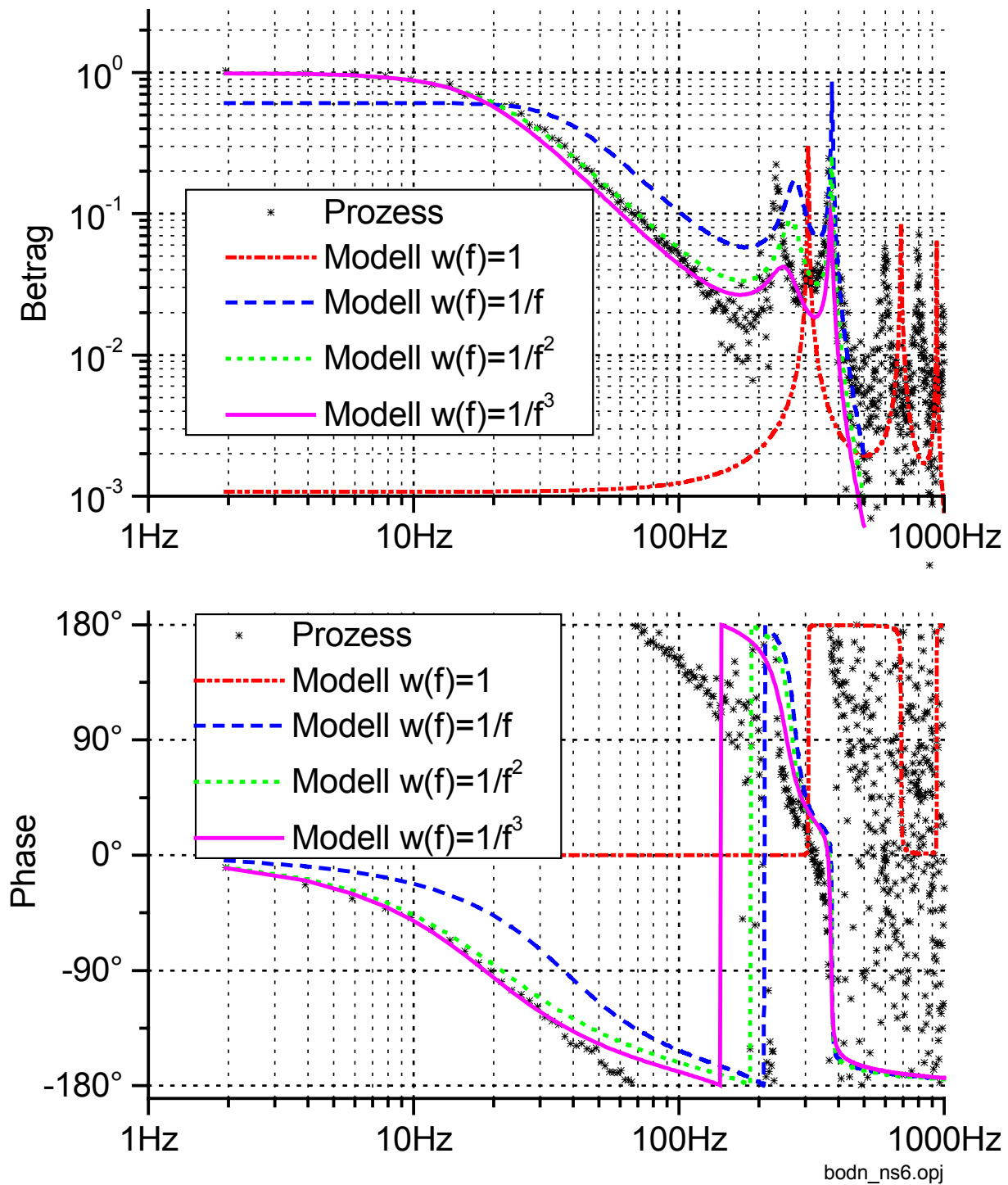


Bild 5.12: Parameterschätzung für das Übertragungsverhalten von  $n/n_{\text{soll}}$  für verschiedene Gewichtungsfunktionen  $w(f)$

## 5.4 Auswertung der Steckenanalyse

In Kapitel 5 werden ausgehend von der theoretischen Modellbildung zwei Verfahren zur Parameterschätzung erläutert und Ergebnisse demonstriert.

Das Verfahren zur Schätzung zeitdiskreter Prozessmodelle, vorgeschlagen in [SIN\_95], ist in der Lage, Schätzergebnisse im Betrieb des Positionierantriebes zu liefern. Eine Steuerungsebene überwacht dabei den Anregungszustand des Eingangssignals sowie die Kondition der Schätzmatrizen. Dies führt allerdings zu wenigen Zuständen, in denen überhaupt im online Betrieb des Positionierantriebes Parameterschätzungen möglich sind. Allerdings sind starke Unsicherheiten in der Konvergenz des Schätzverfahrens im online Betrieb festzustellen.

Das vorgestellte Verfahren zur Frequenzganganalyse mit anschließender Parameterschätzung liefert zuverlässige Ergebnisse. Es wurde in der vorliegenden Arbeit offline angewendet. Mit dem PRBS-Signal als Eingangsgröße ist es sehr gut zur Streckenanalyse und Validierung von Prozessmodellen geeignet. Andere Eingangsgrößenverläufe können ebenso verwendet werden, wurden allerdings nicht vertiefend untersucht.

Weiterhin bleibt festzustellen, dass die vermutete Parametervarianz der Summensteifigkeit nicht nachgewiesen konnte.

## 6 Maßnahmen zur Verbesserung des Störverhaltens

In diesem Kapitel werden Maßnahmen zur Verbesserung des Störverhaltens der Lageregelung vorgestellt. Die vergleichende Darstellung von Mess- und Simulationsergebnisse erfolgt im anschließenden Kapitel.

Ausgangspunkt der Betrachtungen ist die in Bild 6.1 dargestellte Struktur der Kaskaden-Lageregelung. Sie hat sich als Standard bewährt und bietet sich deshalb als Vergleichsmaß an.

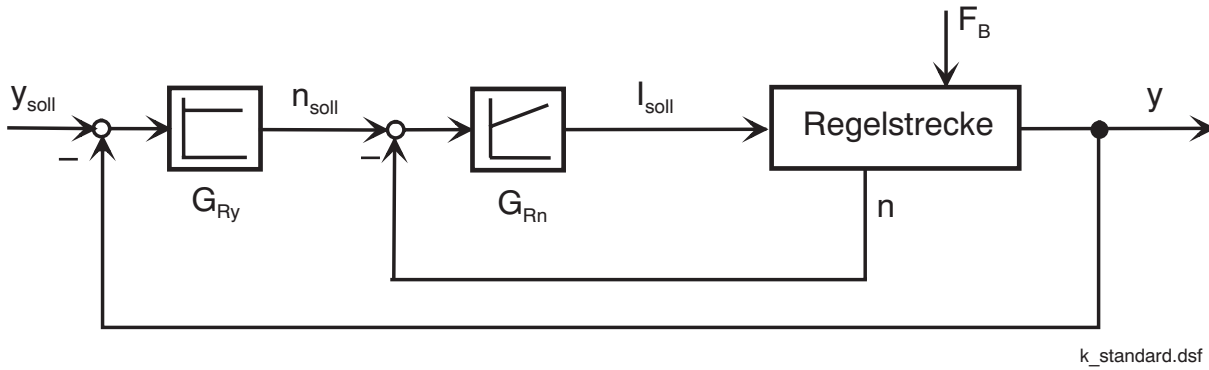


Bild 6.1: Struktur der Kaskaden-Lageregelung

Diese Kaskaden-Lageregelung ist gekennzeichnet durch einen proportionalen Lageregler  $G_{Ry}$  und einen PI-Regler  $G_{Rn}$  für die Motordrehzahl  $n$ .

Bildet man mit Hilfe der Beschreibung der Regelstrecke gemäß Bild 3.7 die zugehörige Führungsübertragungsfunktion  $G_{wy}$  und die zugehörige Störungsübertragungsfunktion  $G_{zy}$  des Lageregelkreises, so erhält man die Gleichungen (6.1) und (6.2). Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird hier lediglich die allgemeine Struktur von  $G_{wy}$  und  $G_{zy}$  mit Hilfe der Parameter  $a_i$  und  $b_i$  dargestellt.

$$G_{wy} = \frac{y}{y_{soll}} = \frac{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0}{b_6 \cdot s^6 + b_5 \cdot s^5 + \dots + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0} \quad \bigg| \quad F_B = 0 \quad (6.1)$$

$$G_{zy} = \frac{y}{F_B} = \frac{-s \cdot (a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0)}{b_6 \cdot s^6 + b_5 \cdot s^5 + \dots + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0} \quad \bigg| \quad y_{soll} = 0 \quad (6.2)$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen kann die bleibende Regelabweichung ermittelt werden. Die Lösungen sind in Tabelle 6.1 aufgeführt. Es ist erkennbar, dass sich sowohl für eine sprungförmige Störung als auch für eine sprungförmige Sollwertvorgabe keine bleibende Regelabweichung einstellt. Für rampenförmige Führungs- und Störsignale entstehen bleibende Regelabweichungen.

Tabelle 6.1: Regelabweichungen Führungs- und Störungseinwirkung

	Regelabweichung Führung	Regelabweichung Störung
Sprung $\frac{W}{s}; \frac{Z}{s}$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{W}{s} \cdot s \cdot G_{wy} = 0$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{Z}{s} \cdot s \cdot G_{zy} = 0$
Rampe $\frac{W}{s^2}; \frac{Z}{s^2}$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{W}{s^2} \cdot s \cdot G_{wy} = \frac{b_1 - a_1}{b_0} \cdot W$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{Z}{s^2} \cdot s \cdot G_{zy} = -\frac{a_0}{b_0} \cdot Z$

Betrachtet man Bild 6.1, so erkennt man, dass die Verstärkung des Lage-reglers sowohl das Führungs- als auch das Störverhalten beeinflusst. Die Reglerauslegung stellt damit immer einen Kompromiß zwischen beiden Anforderungen dar. Wünschenswert sind aber Regelverfahren, für die das Führungs- und Störverhalten unabhängig voneinander optimiert werden können.

## 6.1 Realisierung der Lageregelung

Wesentlichen Einfluß auf das Stör- und Führungsverhalten kann über die Realisierung der Lageregelung ausgeübt werden. Dem Anwender obliegt es, die für den Bearbeitungsvorgang beste Struktur zu wählen. Bild 6.2 zeigt die in dieser Arbeit angewandte Reglerstruktur der Kaskadenregelung. Die eingezeichneten Schalter symbolisieren, dass die Teilstrukturen Geschwindigkeitsvorsteuerung, Integralanteil des Lage-reglers und Kompensationssignal  $I_{\text{komp}}$ , wahlweise aktiviert werden können.

Hierbei wird die Geschwindigkeitsvorsteuerung zur weiteren Beeinflussung des Führungsverhaltens eingesetzt.

Mit Hilfe der Aufschaltung des Kompensationssignals  $I_{\text{komp}}$  kann, wie bereits in Kapitel 4 dargestellt, das Störverhalten beeinflusst werden. Die Erzeugung und Aufschaltung des Kompensationssignals wird in den nachfolgenden Kapiteln beschrieben.

Ein naheliegender Ansatz zur Störungsunterdrückung ist die Verwendung eines zusätzlichen Integralanteils im Lageregler. Dazu wird der Geschwindigkeitsverstärkung  $k_v$  ein Integralanteil parallel geschaltet. Der so erhaltene Lageregler ist gestrichelt in Bild 6.2 dargestellt. Allerdings wirkt dieser Integralanteil ebenso auf das Führungsverhalten, somit können beide Eigenschaften nicht unabhängig voneinander beeinflusst werden.

Die Auswirkungen der verschiedenen Zuschaltungen auf die Qualität der Lageregelung werden anhand von Simulations- und Messergebnissen in Kapitel 7 dargestellt.

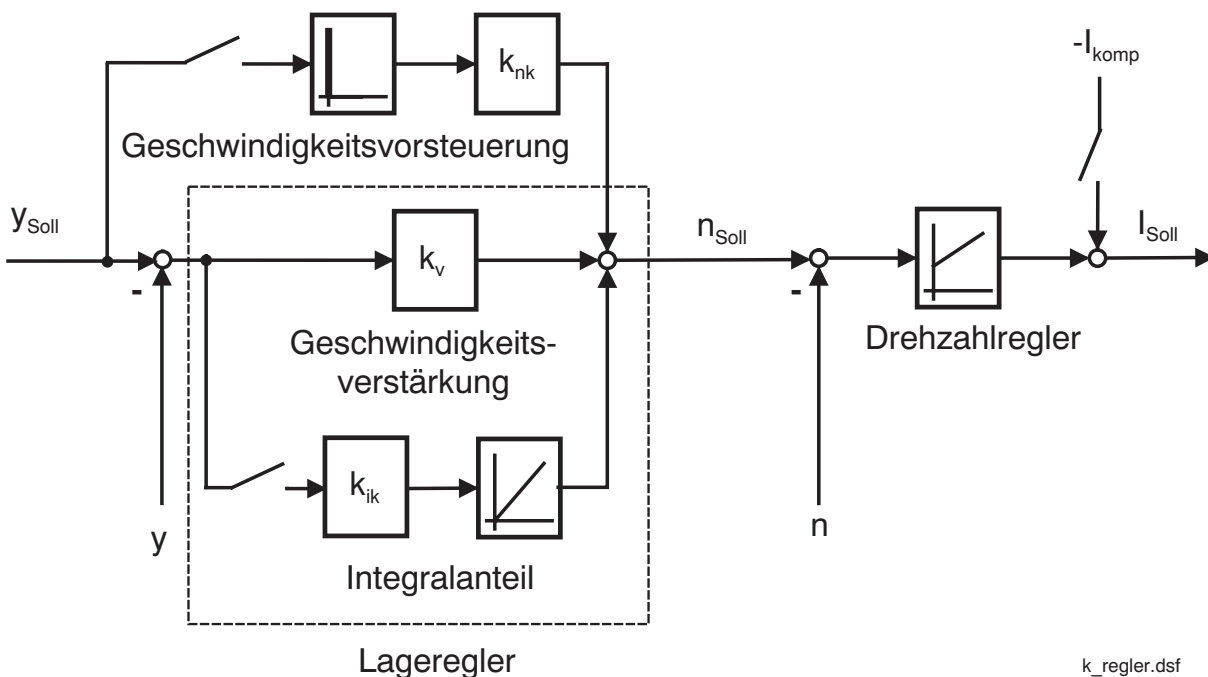


Bild 6.2: Aufbau des Lagereglers der Kaskadenregelung

In Bild 6.3 ist der Aufbau des in dieser Arbeit verwendeten Zustandsreglers der Schlittenposition  $y$  abgebildet.

Auch hier können wahlweise eine Geschwindigkeitsvorsteuerung, ein zusätzlicher integraler Anteil oder ein Kompensationssignal zugeschaltet werden.



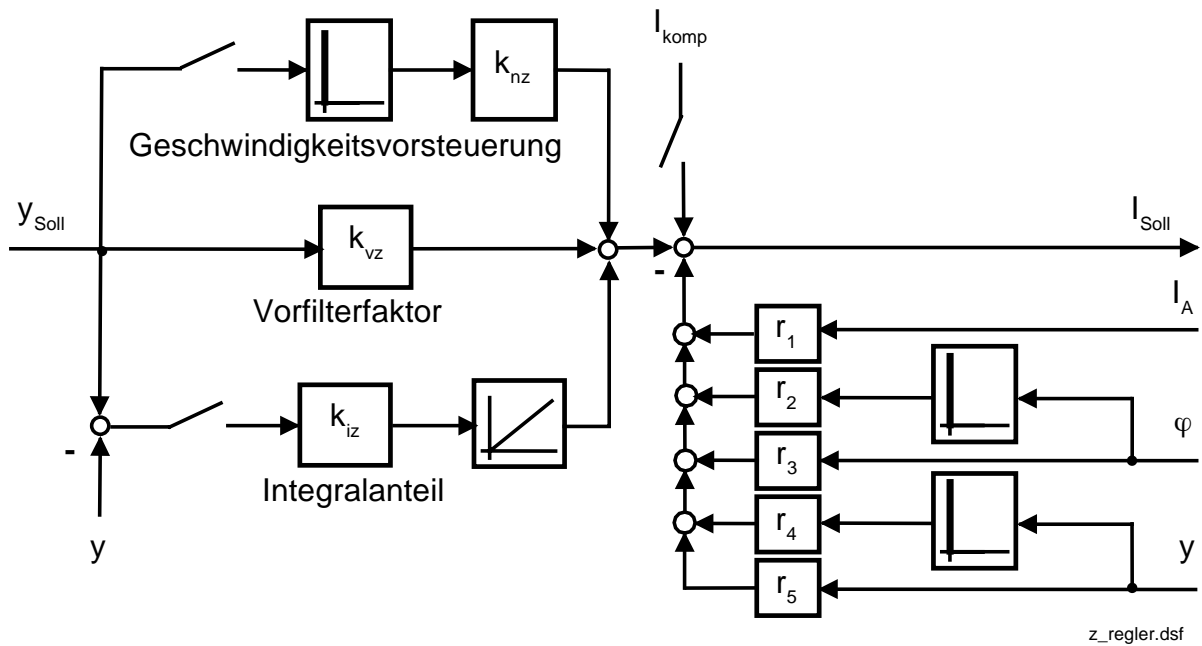


Bild 6.3: Aufbau des Lagereglers der Zustandsregelung

Die Schlittengeschwindigkeit und die Motordrehzahl werden aus den Messsignalen  $y$  und  $\varphi$  mit Hilfe des numerischen Differenzierens gemäß Gleichung (6.3) gebildet.

$$\dot{x}(k) = \frac{x(k) - x(k-1)}{T_0} \quad (6.3)$$

Die mit verschiedenen Strukturen des Zustandsreglers erzielten Mess- und Simulationsergebnisse werden im Kapitel 7 dargestellt.

## 6.2 Explizite Störkraftkompensation

Eine andere Möglichkeit, das Störverhalten gezielt zu beeinflussen, ohne dabei gleichzeitig das Führungsverhalten zu verändern, ist eine Störkraftkompensation. Dazu muss die Summe aus Bearbeitungskraft  $F_B$  und der Reibkraft  $F_R$  ermittelt werden.

$$F_{Stör} = F_B + F_R \quad (6.4)$$

Betrachtet man das Strukturbild des Positionierantriebes, Bild 3.7, kann daraus das Strukturbild des Störungseinflusses gemäß Bild 6.4 extrahiert werden.

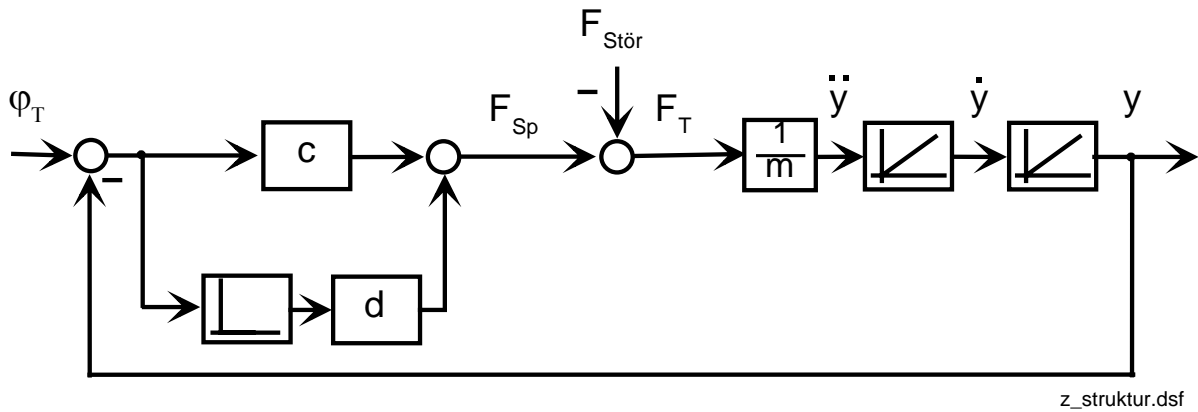


Bild 6.4: Strukturbild des Störungseinflusses

Die Störkraft  $F_{\text{Stör}}$  ergibt sich dann aus Gleichung (6.5). Sie kann aus dem Strukturbild abgelesen werden. Die Kräftesumme enthält drei Summanden, die von den Modellparametern  $c$ ,  $d$ ,  $m$  sowie von den Messgrößen  $y$ ,  $\varphi_T$  und deren Ableitungen abhängig sind.

$$F_{\text{Stör}} = c \cdot (\varphi_T - y) + d \cdot (\dot{\varphi}_T - \dot{y}) - m \cdot \ddot{y} \quad (6.5)$$

Der erste Summand bestimmt mit Hilfe der Verspannung der Gesamtsteifigkeit  $c$  die Kräfte, welche über die Spindel zwischen Motor und Werkzeugschlitten übertragen werden. Dieser Summand erfasst sowohl die statischen Kräfte, die bei konstanter Schlittengeschwindigkeit  $v$  übertragen werden, als auch die dynamischen Kräfte, welche im Fall der Schlittenbeschleunigung entstehen. Damit ist dieser Anteil entscheidend für die Erfassung der gesamten Störkräfte. Voraussetzung dafür ist die hochauflösende Messung der Schlittenposition  $y$  und des Rotordrehwinkels  $\varphi$ , siehe Anhang A.1. Damit kann sichergestellt werden, die geringfügige Verspannung der Gesamtsteifigkeit  $c$  zu ermitteln.

Ebenso beeinflusst die Genauigkeit der ermittelten Parameters  $c$  die Qualität der Störgrößenbestimmung.

Der zweite Summand in Gleichung (6.5) repräsentiert die dämpfenden Kräfte der Ausgleichsschwingungen des Zwei-Massen-Schwingers. Sie sind proportional der Dämpfung  $d$  sowie der Differenz zwischen Rotorgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_T$  und Schlittengeschwindigkeit  $\dot{y}$ . Im lagegeregelten

Betrieb treten meist Zustände auf, in denen harmonische Bewegungen ausgeführt werden. Dabei sind beide Geschwindigkeiten nahezu gleich groß und somit ergeben sich keine nennenswerten dämpfenden Kraftanteile des zweiten Summanden. Weiterhin wurde in Kapitel 5 gezeigt, dass keine schwach gedämpften Eigenfrequenzen in der Regelstrecke auftreten. Damit ergeben sich gut gedämpfte Ausgleichsvorgänge bei geringen Differenzgeschwindigkeiten beider Massen. Auf der anderen Seite verursacht das numerische Differenzieren zur Erzeugung der Geschwindigkeiten zusätzliche Störungen, die dann fälschlicherweise als Störkraftanteile in die Rechnung eingehen. Da das Prinzip der Störkraftbestimmung auch auf ähnliche Anwendungen übertragbar ist, muss vom Anwendungsfall ausgehend entschieden werden, ob die Implementierung dieses Anteils wirkungsvoll ist.

Der dritte Summand von Gleichung (6.5) erfasst die Wirkung der Trägheitskraft auf die Schlittenmasse  $m$ . In lagegeregelten Transportprozessen kann diese Masse beispielsweise variieren. In den meisten Fällen sind die Massenverhältnisse vorher bekannt und können somit in Gleichung (6.5) integriert werden. In den Fällen variabler Masse muss eine Bestimmung in Echtzeit erfolgen. Eine zweite Schwierigkeit ist die Bestimmung der Beschleunigung, falls diese nicht durch einen zusätzlichen Sensor gemessen wird. Das zweifache numerische Differenzieren ermöglicht zwar die Berechnung von  $\ddot{y}$ , aber erhöht signifikant den Anteil der Störungen. In [SIN\_95] werden Zustandsvariablenfilter vorgeschlagen, welche für alle gebildeten Ableitungen verwendet werden sollten. Dadurch werden die Verzögerungen aufgrund der Filter für alle Größen konstant gehalten. Allerdings wird auf diese Weise das gesamte Störkraftsignal verzögert.

Für lagegeregelte Anwendungen, bei denen vorwiegend lineare Sollwertvorgaben benötigt oder geringe Geschwindigkeitsänderungen auftreten, kann auch dieser dritte Term vernachlässigt werden.

In Bild 6.5 ist der Gesamtüberblick über das Prinzip der expliziten Störkraftkompensation dargestellt [SIN\_95]. Die abgetasteten Messdaten werden zur Bildung der Ableitungen herangezogen. Je nach Bedarfsfall wird mit den Messdaten eine Parameterschätzung durchgeführt. Als Verfahren bietet sich das beschriebene DSFI-Verfahren an. Danach wird die Störkraft gemäß Gleichung (6.5) berechnet. Die gestrichelten Linien verdeutlichen die Anteile, die je nach Anwendungsfall auch vernachlässigt werden können. Das ermittelte Störkraftsignal wird über ein digitales Filter, zur Reduzierung von Störungen dem Block Störgrößenauf-

schaltung zugeführt. Damit wird der Zeitpunkt gesteuert, wann und in welchen Zuständen die Aufschaltung erfolgt. Details werden in Kapitel 6.4 beschrieben.

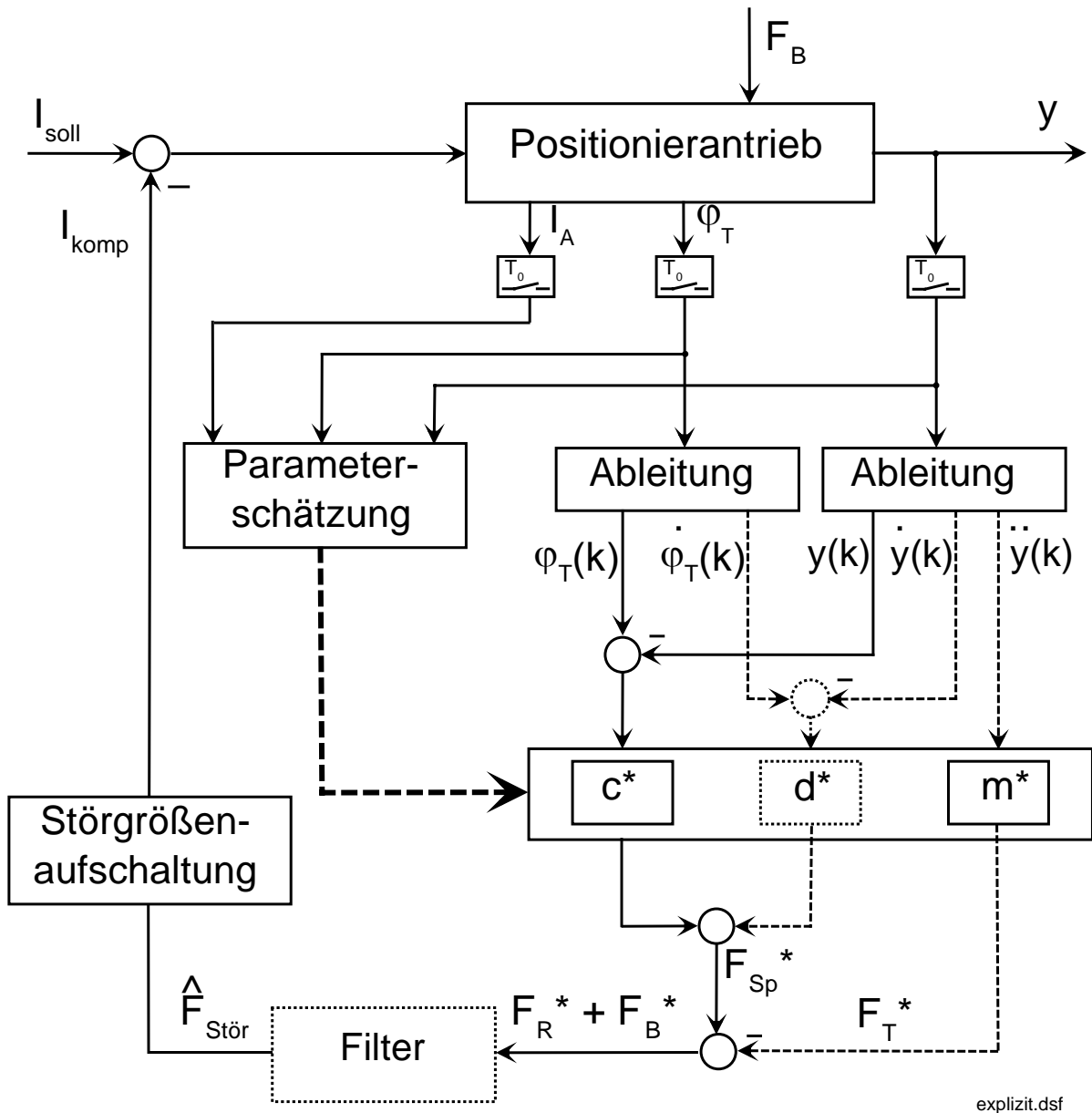


Bild 6.5: Prinzip der expliziten Störkraftkompensation

### 6.3 Kompensation mit Störkraftbeobachter

Ein anderer Ansatz ist die Anwendung der Beobachtertheorie auf die am Positionierantrieb auftretenden Störungen. In [PUS\_98] werden verschiedene Beobachterstrukturen untersucht. Als gut geeignete Struktur für den Positionierantrieb hat sich der im folgenden beschriebene Stör-

kraftbeobachter erwiesen, [DOE\_99a]. Ausgangspunkt ist die Struktur nach Bild 6.4. Daraus ergibt sich Gleichung (6.6).

$$F_{Stör} = (\varphi_T - y) \cdot c + (s \cdot \varphi_T - s \cdot y) \cdot d - s^2 \cdot y \cdot m \quad (6.6)$$

Formt man Gleichung (6.6) in die Beobachternormalform um, so ergibt sich Gleichung (6.7).

$$y = \frac{\frac{c}{m} + \frac{d}{m} \cdot s}{s^2 + \frac{d}{m} \cdot s + \frac{c}{m}} \cdot \varphi_T - \frac{\frac{1}{m}}{s^2 + \frac{d}{m} \cdot s + \frac{c}{m}} \cdot F_{Stör} \quad (6.7)$$

Aus der Beobachternormalform können die Parameter direkt in die Gleichung (6.8) übernommen werden. Die Zustandsgröße  $x$  entspricht dabei einer Zwischengröße, die innerhalb des Beobachters verwendet wird.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{c}{m} \\ 1 & -\frac{d}{m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{c}{m} \\ \frac{d}{m} \end{bmatrix} \cdot \varphi_T - \begin{bmatrix} \frac{1}{m} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot F_{Stör} \quad (6.8)$$

Zur Beschreibung des zeitlichen Verhaltens der Störkräfte muss eine Beschreibung in Form einer Differentialgleichung gewählt werden. Für den Positionierantrieb wird der Ansatz mit konstanter Störkraft gewählt.

$$\dot{F}_{Stör} = 0 \quad (6.9)$$

Unter Verwendung der Gleichungen (6.8) und (6.9) ergibt sich die Beschreibung des zeitkontinuierlichen Störkraftbeobachters, wobei die vom Beobachter berechneten Größen mit  $\hat{\phantom{x}}$  bezeichnet werden.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{y}} \\ \dot{\hat{F}}_{Stör} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d}{m} & -\frac{1}{m} \\ 1 & -\frac{d}{m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{F}_{Stör} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{c}{m} \\ \frac{d}{m} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \varphi_T + \begin{bmatrix} l_0 \\ l_1 \\ l_s \end{bmatrix} \cdot (y - \hat{y}) \quad (6.10)$$

Aufgrund der Implementierung des Störkraftbeobachters auf dem Signalprozessorsystem muss die zeitkontinuierliche Darstellung in Gleichung (6.10) in eine zeitdiskrete Beschreibung, Gleichung (6.11) transformiert werden. Dies führt zu einem höheren Besetzungsgrad der Matrix. Diese zeitdiskrete Beobachterstruktur wird auch als Kalman-Filter bezeichnet [FÖL\_94], [ISE\_88].

$$\begin{bmatrix} \hat{x}(k+1) \\ \hat{y}(k+1) \\ \hat{F}_{Stör}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ad_{11} & ad_{12} & ad_{13} \\ ad_{21} & ad_{22} & ad_{23} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{F}_{Stör} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bd_0 \\ bd_1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \varphi_T + \begin{bmatrix} ld_0 \\ ld_1 \\ ld_s \end{bmatrix} \cdot (y - \hat{y}) \quad (6.11)$$

Den Gesamtüberblick der Anwendung des Störkraftbeobachters im Zusammenspiel mit dem Positionierantrieb zeigt Bild 6.6. Als Eingangsgrößen werden die beiden Positionssignale  $\varphi_T$  und  $y$  verwendet. Die Bildung der Ableitungen ist nicht notwendig, da der Beobachter die inneren Zustände konstruiert. Durch diese Filterwirkung des Beobachters kann das in Bild 6.5 angeführte Filter entfallen. Das ermittelte Störkraftsignal wird über den Block Störgrößenaufschaltung als Kompensationssignal aufgeschaltet.

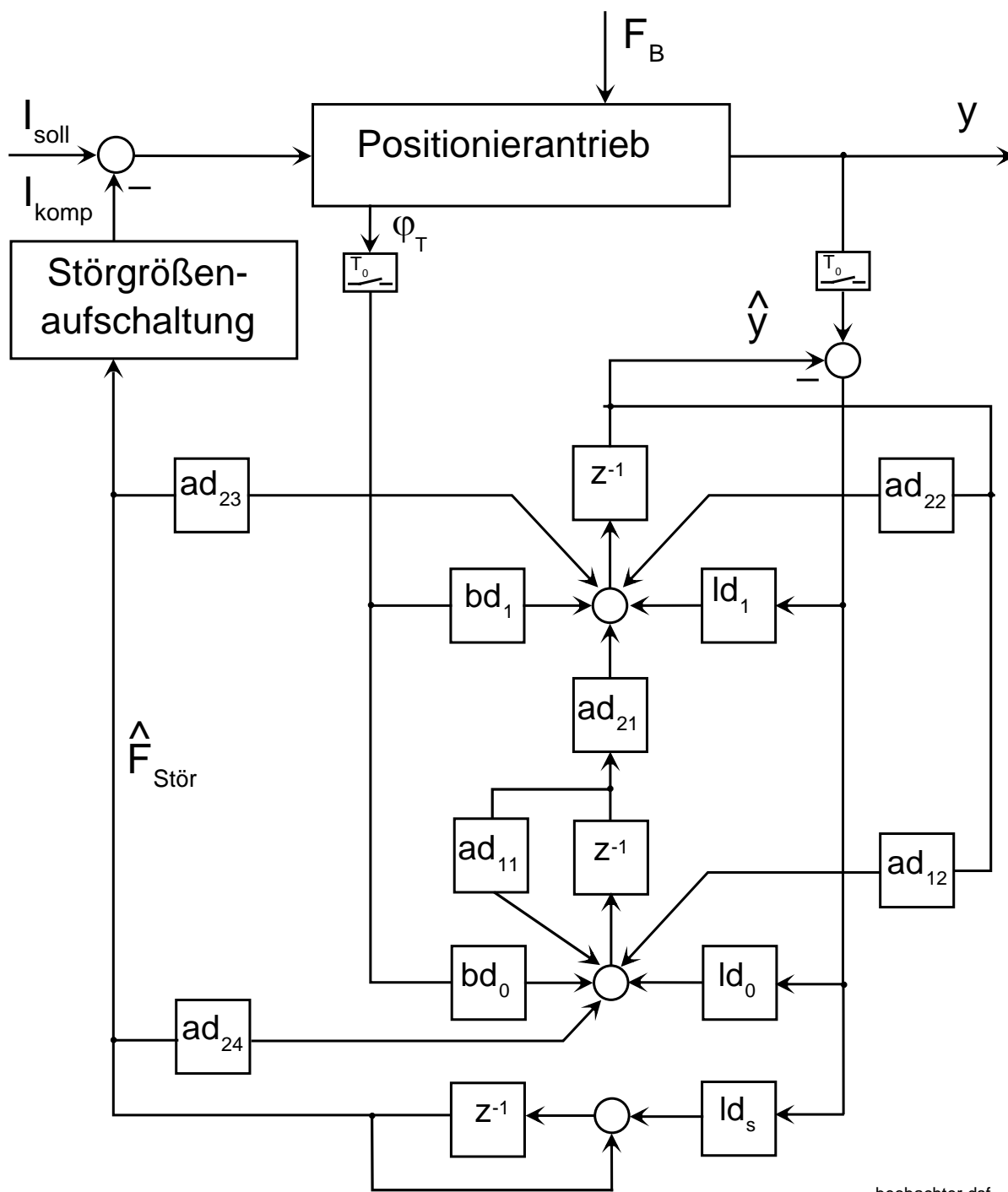
In den Entwurf des Beobachters gehen die gleichen Parameter  $c$ ,  $d$ ,  $m$  ein, wie bei der expliziten Störkraftermittlung. Auch hier dominiert die Elastizität  $c$  bei der Bestimmung der Störkräfte.

Zur Bestimmung der Beobachterparameter wird entweder das Verfahren der Polvorgabe oder die Berechnung mit Hilfe des Riccati-Entwurfes verwendet, siehe Kapitel 4.

Mit dem Verfahren der Polvorgabe werden mit der Vorgabe eines dreifachen Pols kleiner eins auf der realen Achse gute Ergebnisse erzielt [PUS\_98].

Bei der Anwendung des Matrix-Riccati-Entwurfes werden gute Ergebnisse erreicht, wenn die Bewertungsfaktoren für  $ld_0$  und  $ld_1$  gleich groß gewählt werden und gleichzeitig der Bewertungsfaktor für  $ld_s$  einige Potenzen höher angesetzt wird.

Das Verhalten der Lageregelung mit Anwendung des Störkraftbeobachters wird in Kapitel 7 demonstriert.



beobachter.dsf

Bild 6.6: Prinzip der Kompensation mit Störkraftbeobachter

## 6.4 Realisierung der Störgrößenaufschaltung

Bei der Realisierung der Kompensation am Versuchsstand hat sich eine Steuerung nach Bild 6.6 bewährt [SIN\_95]. Sie steuert das Umschalten des erzeugten Störkraftsignals in Abhängigkeit bestimmter Zustände der Lageregelung unter Verwendung dreier Schranken  $\varepsilon$ . Damit können Überkompensation und Ausgleichsbewegungen bei bereits erreichter Sollwertposition vermieden werden.

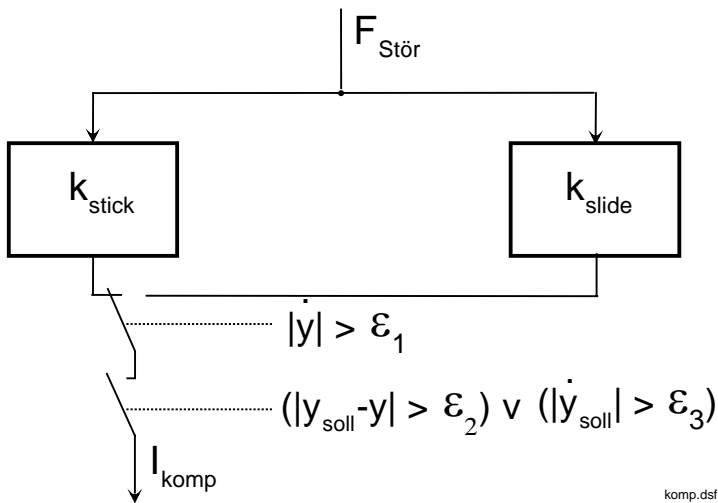


Bild 6.6: Umschaltung des Kompensationssignals

Am Versuchsstand treten keine ausgeprägten Stick-Slip-Bewegungen auf. Daher können beide Faktoren entsprechend Gleichung (6.12) realisiert werden. Um Überkompensation zu vermeiden, wurde die Verstärkung mit dem Faktor 0,9 multipliziert.

$$k = k_{stick} = k_{slide} = 0,9 \cdot \frac{k_{mi} \cdot h_{Sp}}{2\pi \cdot \eta_{Sp} \cdot \psi} \quad (6.12)$$



## 7 Anwendung der Methoden im lagegeregelten Betrieb

In diesem Kapitel werden die Eigenschaften der in Kapitel 6 vorgestellten Methoden zur Verbesserung des Störverhaltens der Lageregelung dargestellt, analysiert und bewertet. Dies wird anhand von simulatorischen und experimentellen Ergebnissen vorgenommen.

Als Lagesollwert wird eine rampenförmige Änderung der Schlittenposition  $y_{\text{soll}}$  vorgegeben, so dass sich der Werkzeugschlitten mit einer konstanten Geschwindigkeit zwischen den Stillstandsphasen bewegt. Dies entspricht einer Bearbeitung von geraden Abschnitten.

Um den Werkzeugschlitten zu belasten, produziert der Synchronlinearantrieb zu bestimmten Zeitpunkten eine Bearbeitungskraft von 5000N, welche der Schlittenbewegung entgegenwirkt. Der Verlauf des Kraftsollwertes  $F_{B \text{ soll}}$  ist in Bild 7.1 dargestellt.

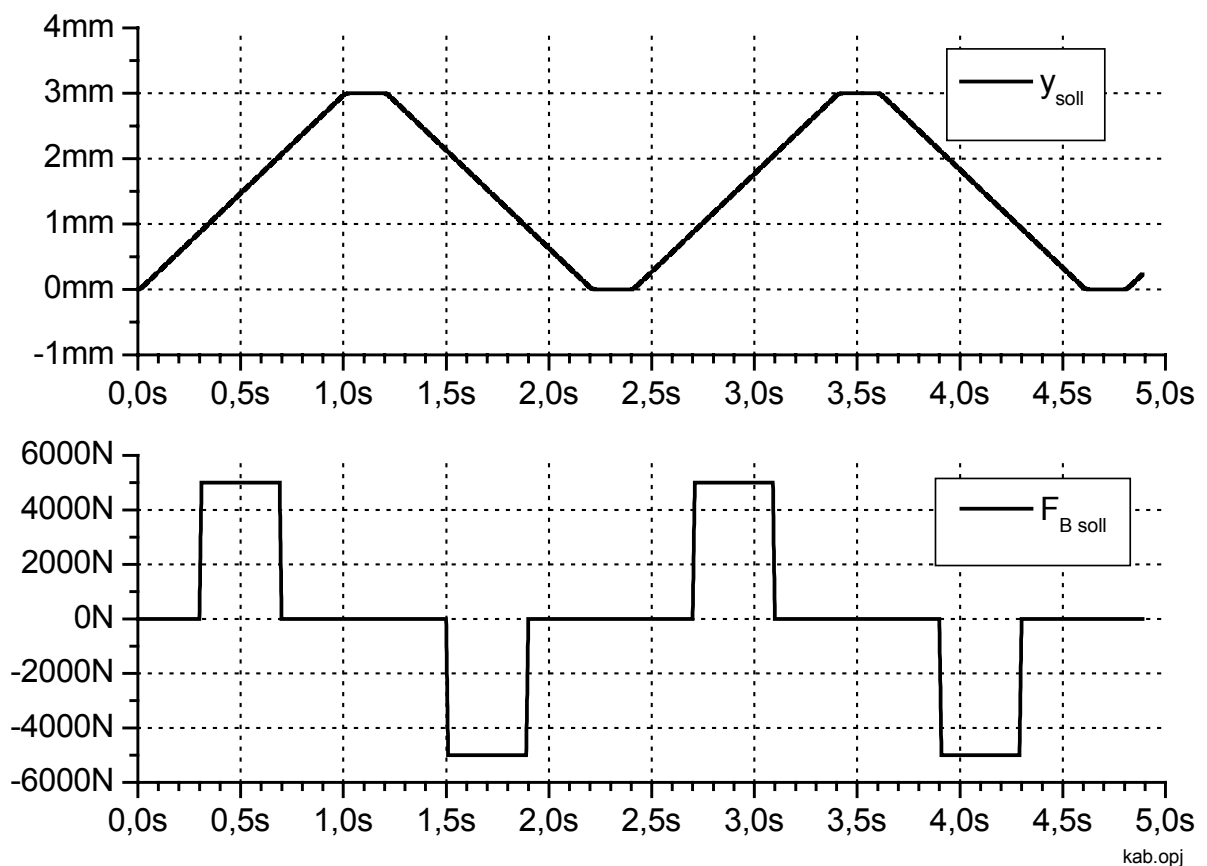


Bild 7.1: Zeitverläufe der Sollwerte

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass die einwirkende Kraft  $F_B$  auf den Werkzeugschlitten nicht direkt meßbar ist. Ihr Zeitverlauf ist im Wesentlichen abhängig von der Dynamik der Kraft- bzw. Stromregelung des Synchronlinearantriebs sowie von der Steifigkeit des Gestells gemäß Bild 3.2. Daraus ergibt sich eine begrenzte Bandbreite und somit geringere Anstiegszeiten im Vergleich zur Sollwertvorgabe  $F_{B\text{ soll}}$  in Bild 7.1.

## 7.1 Lageregelung ohne Störgrößenkompensation

Zum Vergleich der Kompensationsverfahren wird zunächst die Lageregelung ohne Störgrößenkompensation untersucht, vergleiche dazu den Regleraufbau gemäß Bild 6.2 und 6.3. Weiterhin wird auf den Integralanteil verzichtet.

Ausgangspunkt ist die simulatorische Nachbildung des Antriebsstrangs mit Reglerauslegung für die Kaskaden- und die Zustandsregelung. Die Simulationen wurden mit Matlab/Simulink durchgeführt.

Bild 7.2 zeigt die Lageregelabweichungen  $\Delta y$ , auch Schleppfehler genannt, für die Kaskaden- und Zustandsregelung. Sie treten auf, wenn die Lageregler in Bild 6.2 und Bild 6.3 ausschließlich proportionales Verhalten aufweisen. Die Lageregelabweichungen  $\Delta y_v$  erhält man, wenn zusätzlich die in den Bildern 6.2 und 6.3 dargestellte Geschwindigkeitsvorsteuerung angewendet wird.

Anhand der Regelabweichungen  $\Delta y$  erkennt man deutlich den Einfluss der Bearbeitungskraft. Er führt zu einer Vergrößerung des Schleppfehlers für die Dauer der Krafteinwirkung. Dies entspricht in mehrachsigen Anwendungen einer entsprechenden Abweichung von der Sollbahn und führt zu einer verschlechterten Bearbeitungsgüte. In Bereichen des Stillstandes des Schlittens wird die Sollposition nur sehr langsam erreicht.

Betrachtet man die Regelabweichungen  $\Delta y_v$  so erkennt man, dass sie das Führungsverhalten verbessert, jedoch keinen Einfluss auf das Störverhalten ausübt.

Bewußt wurde die Auslegung der Lageregler so gewählt, dass sich identische Schleppfehler für die Kaskaden- sowie Zustandsregelung ergeben. Dadurch können die Ergebnisse zwischen beiden linearen Regelstrukturen verglichen werden. Vergleicht man die Simulationsergebnisse zwischen Kaskaden- und Zustandsregelung, so sind keine signifikanten Unterschiede festzustellen.

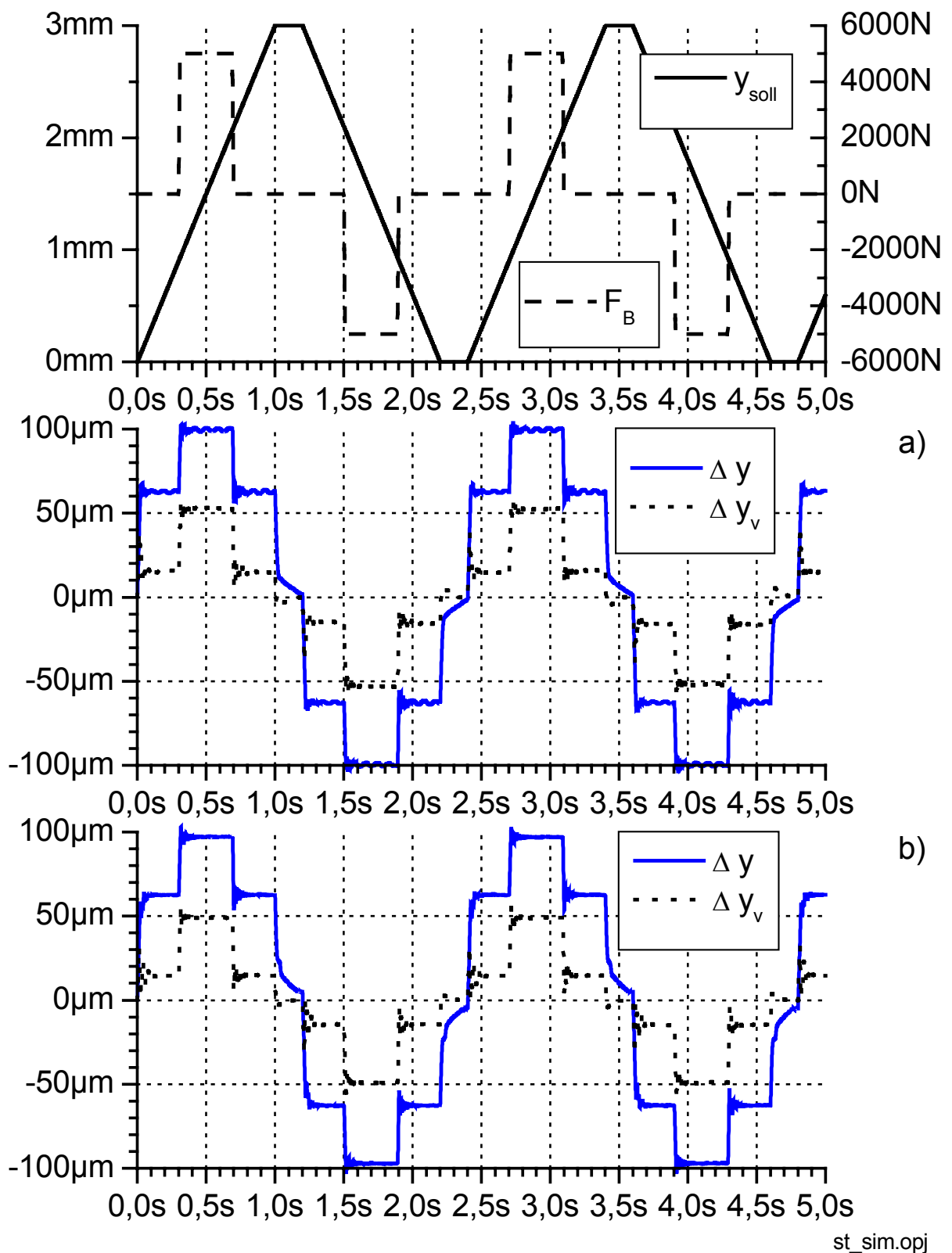


Bild 7.2: Lageregelung ohne Störgrößenkompensation (Simulation)

- a) Kaskadenregelung
- b) Zustandsregelung

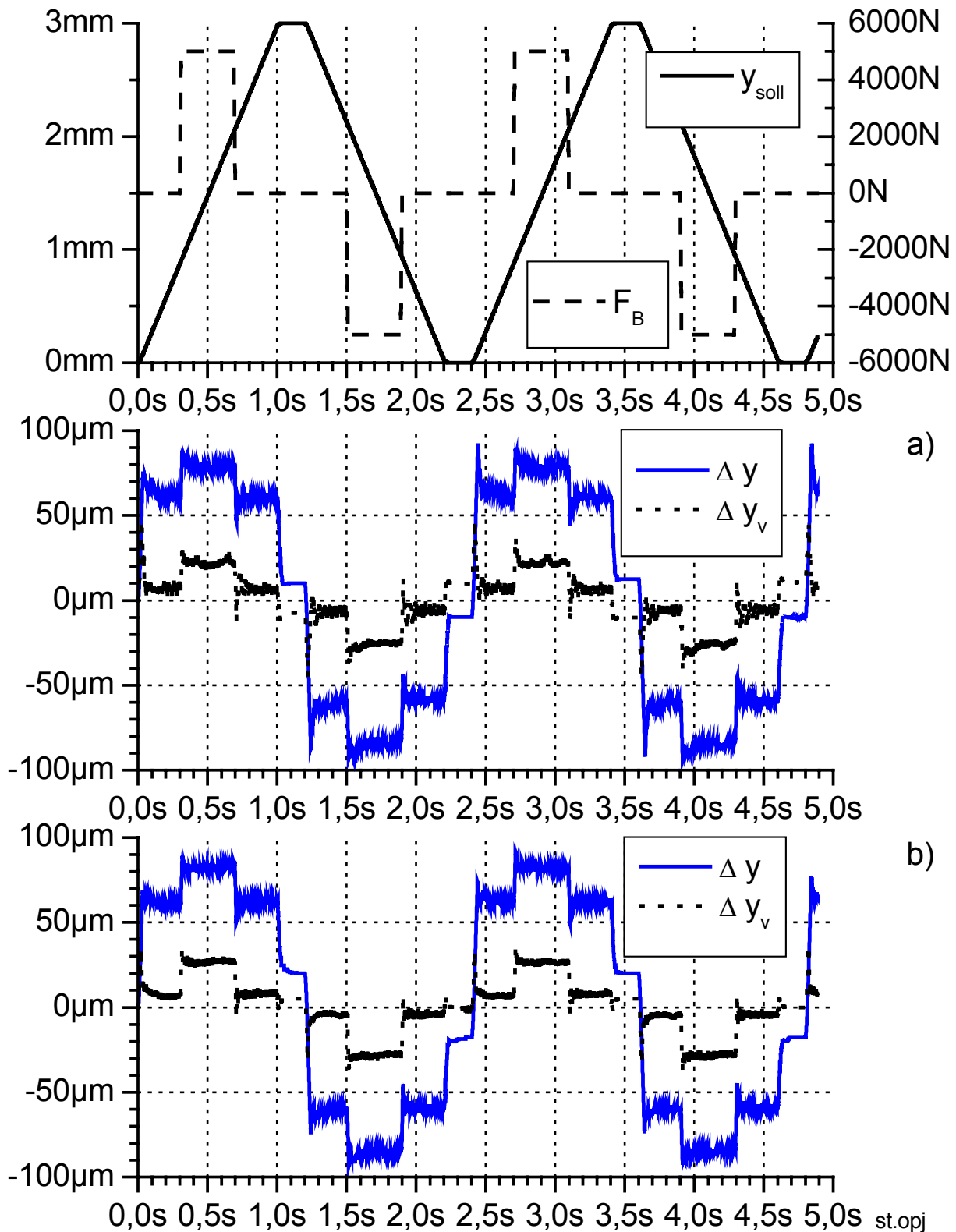


Bild 7.3: Lageregelung ohne Störgrößenkompensation (Messung)

a) Kaskadenregelung

b) Zustandsregelung

Bei der Anwendung der Lageregelung ohne Störgrößenkompensation am Versuchsstand erhält man die in Bild 7.3 abgebildeten Zeitverläufe. Sie zeigen eine gute Übereinstimmung mit den simulierten Zeitverläufen.

Geringe Unterschiede treten auf im Schwingungsverhalten, in den Stillstandspunkten sowie während der Einwirkung der Bearbeitungskraft.

Die Differenzen im Schwingungsverhalten lassen sich erklären durch Unterschiede zwischen dem Übertragungsverhalten des in der Simulation verwendeten Zwei-Massen-Schwinger und dem Verhalten des Versuchsstandes, dargestellt in Kapitel 5. Ein weiterer Grund liegt in der begrenzten Genauigkeit der Nachbildung der nichtlinearen Reibkraftkennlinie mit Stick-Slip Charakteristik in der Simulation, gemäß Bild 3.8.

Im Vergleich zur Simulation entstehen im Stillstand sowohl bei der Kaskaden- als auch bei der Zustandsregelung bleibende Abweichungen vom Sollwert, wobei die Abweichungen der Zustandsregelungen größer sind.

Die Unterschiede in den Lageregelabweichungen bei Wirkung der Bearbeitungskraft liegt im Bearbeitungskraftaktuator begründet. Die Kraftregelung basiert, wie in Kapitel 3 erläutert, auf der Statorstromregelung des Synchronlinearmotors. Da keine direkte Messung der erzeugten Kraft vorgesehen ist, wird die Bearbeitungskraft mit Hilfe der Motorkonstante aus dem gemessenen Statorstrom bestimmt. Die Genauigkeit der Motorkonstante ist jedoch begrenzt, so dass davon auszugehen ist, dass weniger als 5000N auf den Werkzeugschlitten einwirken.

Aufgrund der guten Übereinstimmung zwischen Simulations- und Messergebnissen werden im Folgenden, wenn nicht anders erwähnt, ausschließlich Messverläufe dargestellt.

## 7.2 Lageregelung mit expliziter Störkraftkompensation

Bei Anwendung der expliziten Störkraftkompensation erhält man die abgebildeten Zeitverläufe in Bild 7.4.

Betrachtet man zunächst die Schleppfehler  $\Delta y_v$ , so erkennt man den Einfluß der Störkraftkompensation. Zum einen verringert sich der Positionierfehler in Bereichen ohne einwirkender Bearbeitungskraft aufgrund der Kompensation der Reibkraft. Zum anderen wird in den Bereichen der Einleitung der Bearbeitungskraft auch deren Wirkung stationär kompensiert. Vorteilhaft wirkt sich die Kompensation ebenso in den

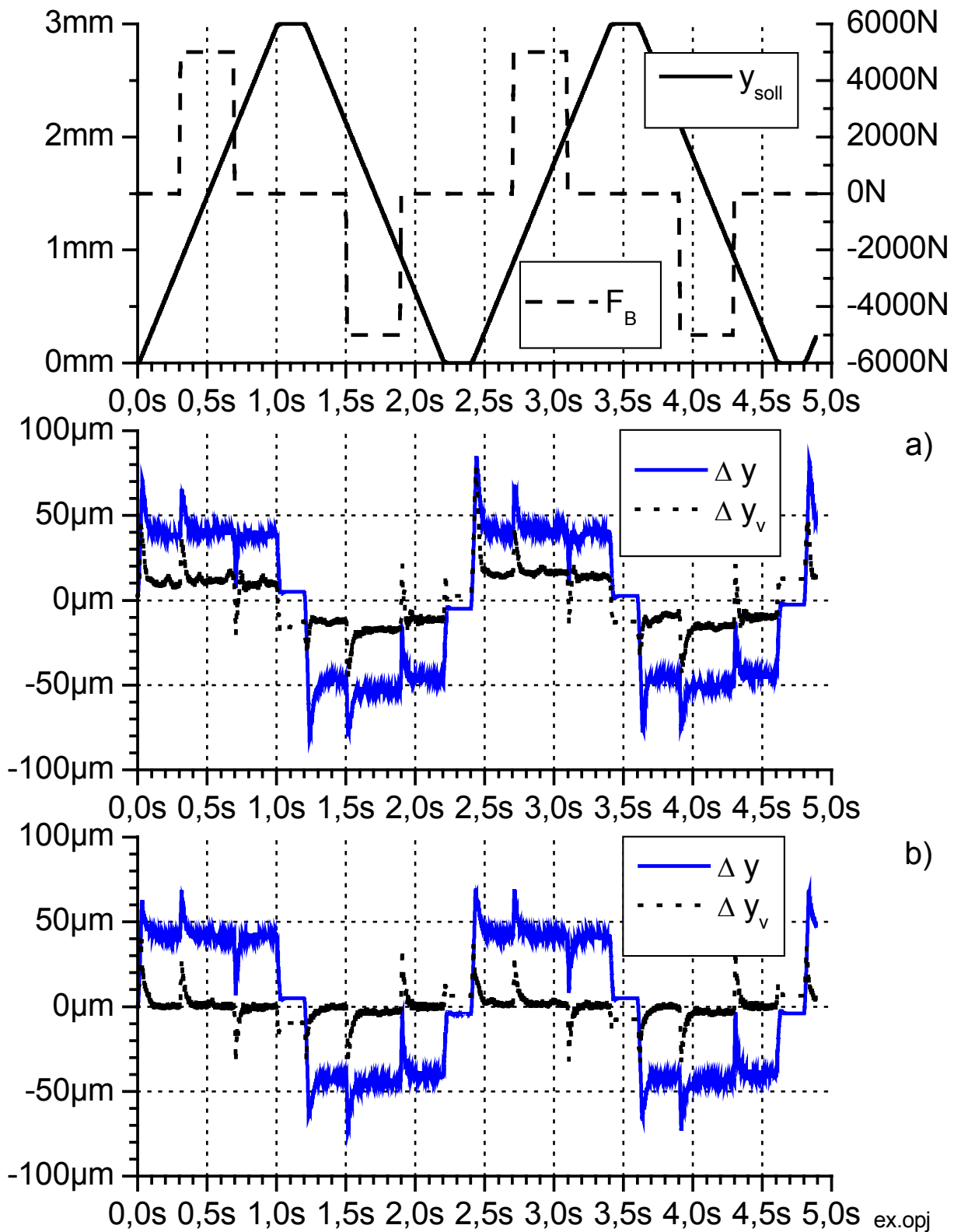


Bild 7.4: Lageregelung mit expliziter Störkraftkompensation (Messung)

a) Kaskadenregelung

b) Zustandsregelung

Stillstandsphasen aus. Im Vergleich zu Bild 7.3.b wird besonders bei der Zustandsregelung in Bild 7.4.b der Positionierfehler verringert.

Bei Anwendung der Geschwindigkeitsvorsteuerung ergibt sich zwischen Kaskaden- und Zustandsregelung im Experiment ein prinzipieller Unterschied in den Zeitverläufen  $\Delta y_v$ , der auch in den Simulationen nicht nachvollzogen werden kann. So reagiert die Kaskadenregelung wesentlich empfindlicher auf eine Vorsteuerung, so dass im Experiment der Faktor  $k_{nk}$ , siehe Bild 6.2, reduziert werden muss. Dadurch kann der stationäre Schleppfehler nicht beseitigt werden. Die Zustandsregelung verhält sich bei Anwendung der Geschwindigkeitsvorsteuerung wesentlich unkritischer, Bild 7.4.b, so dass eine vollständige Beseitigung des stationären Schleppfehlers möglich ist.

In Bild 7.5 ist exemplarisch der Zeitverlauf  $\Delta y_v$  dargestellt, der sich mit nicht reduzierter Geschwindigkeitsvorsteuerung bei einer Kaskadenregelung sowie Anwendung der Störkraftkompensation ergibt. Man erkennt, dass zwar im Mittel der stationäre Schleppfehler annähernd zu Null geregelt werden kann, aber es entstehen Schwingungen, die im gesamten Antriebsstrang wiederzufinden sind und zu einer erhöhten Belastung der Übertragungselemente führen.

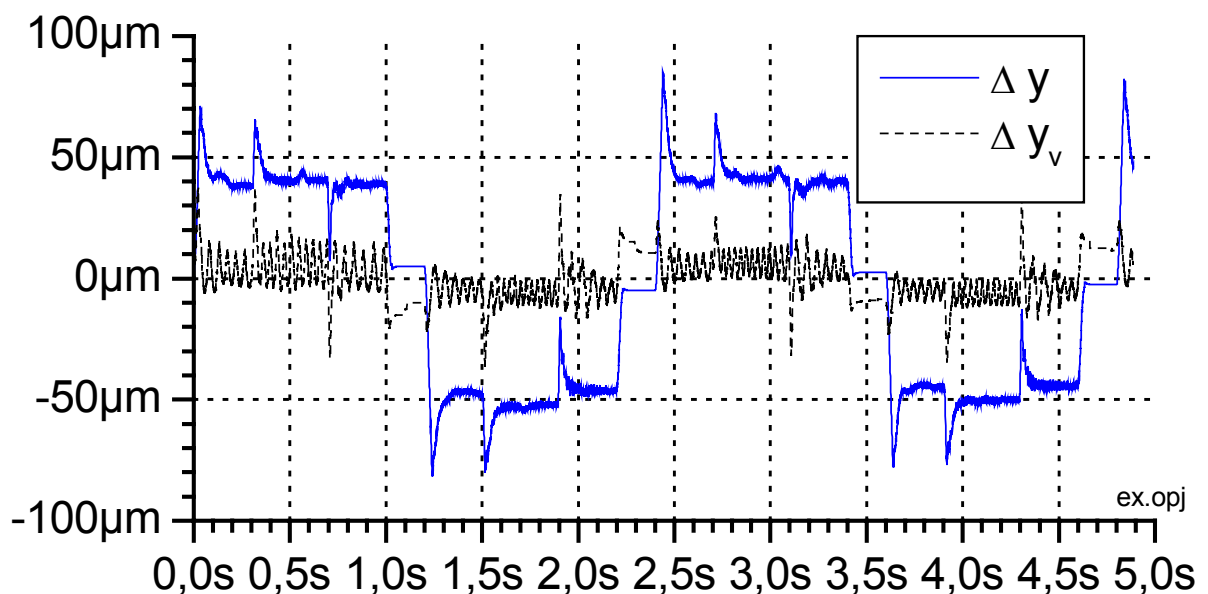


Bild 7.5: Lageregelung mit expliziter Störkraftkompensation und nicht reduzierter Geschwindigkeitsvorsteuerung (Messung Kaskadenregelung)

In Bild 7.6 ist zur Dokumentation der Leistungsfähigkeit des Verfahrens zur expliziten Störkraftbestimmung der Signalverlauf der ermittelten

Störkraft abgebildet. Das Signal  $F_{\text{Stör\_ex}}$  ist dabei nicht gefiltert, da das Verfahren am Versuchsstand nur geringe Störungen erzeugt, vgl. Bild 6.5.

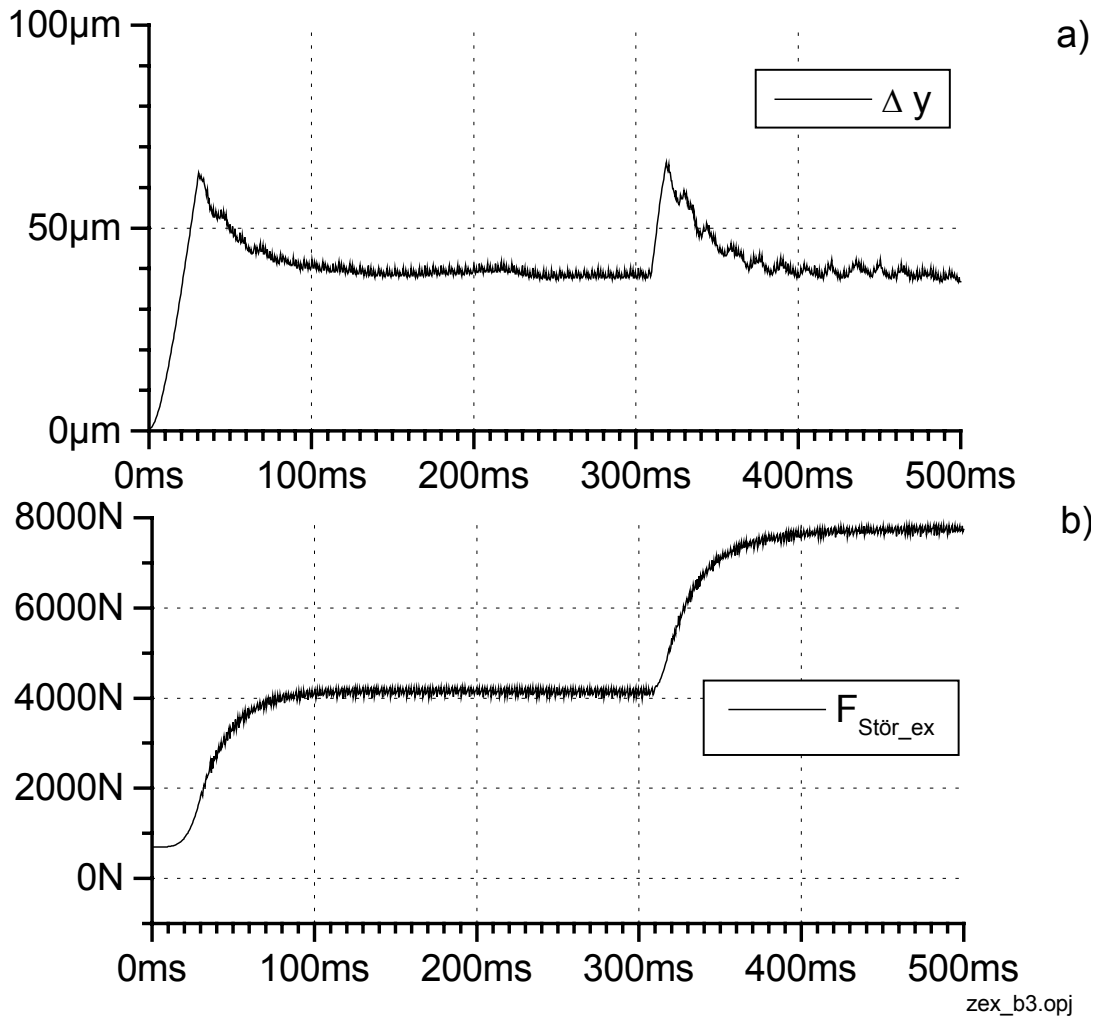


Bild 7.6: Lageregelung mit expliziter Störkraftkompensation (Messung)

- a) Lageabweichung Zustandsregelung
- b) Ermittelter Störkraftverlauf

### 7.3 Lageregelung mit Störkraftbeobachter

Wird die Lageregelung mit Kompensation durch den Störkraftbeobachter angewendet, erhält man die Zeitverläufe in Bild 7.7. Es werden mit diesem Verfahren ähnliche Verläufe wie mit dem Verfahren der explizit ermittelten Störkraftkompensation erreicht. Auch hier ist die Zustandsregelung gegenüber der Kaskadenregelung besser in ihrem Schwingungsverhalten einzustufen.



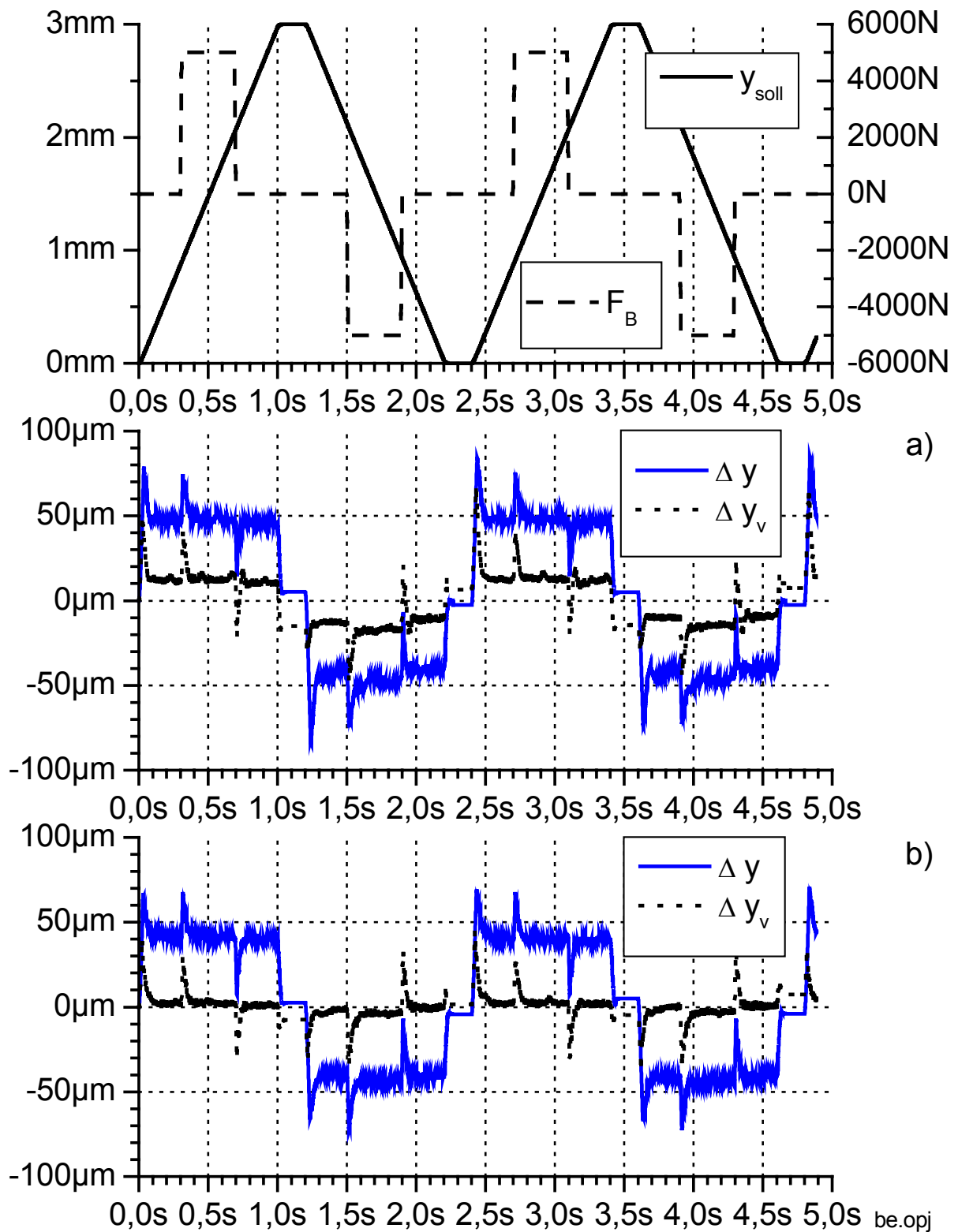


Bild 7.7: Lageregelung mit Kompensation durch Störkraftbeobachter (Messung)

- a) Kaskadenregelung
- b) Zustandsregelung

Bild 7.8 stellt das ermittelte Kraftsignal des Störkraftbeobachters für verschiedene Faktoren  $Id_s$  dar, vgl. Bild 6.6. Man erkennt aus dem Signalverlauf  $F_{\text{Stör\_be}}$ , dass sich die gewünschte Dynamik des Beobachters gut anpassen lässt. Entsprechend dynamisch wird die Störung ausgegeregelt. Vergleicht man den ermittelten Kraftverlauf aus Bild 7.6 mit dem aus Bild 7.8, so besitzt das Ausgangssignals des Beobachters  $F_{\text{Stör\_be}}$  einen geringeren Anteil von Störungen. Dies ist begründet durch die Filterwirkung des Störkraftbeobachters und führt zu einer geringeren Anregung von Schwingungen im Gesamtsystem.

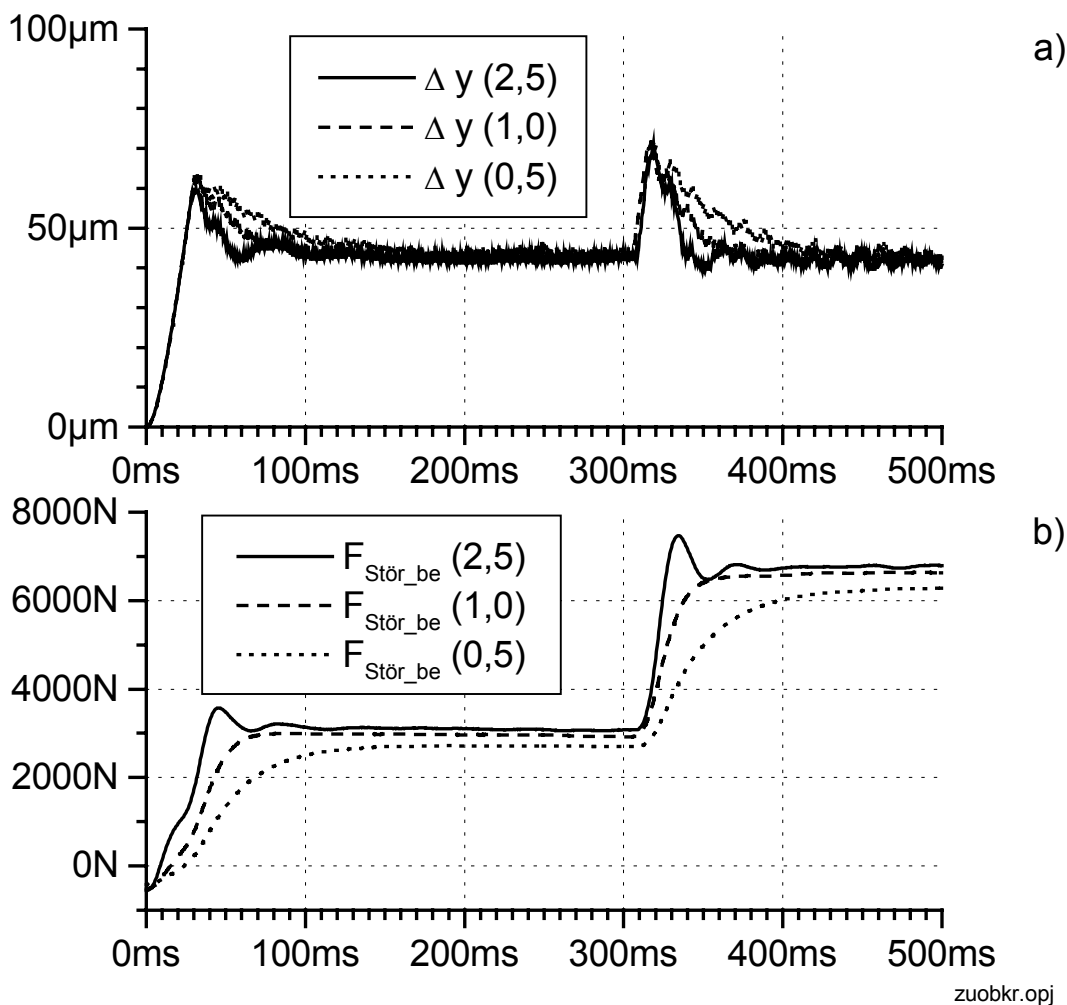


Bild 7.8: Lageregelung mit Störkraftbeobachter (Messung)

a) Lageabweichung Zustandsregelung

b) Ermittelter Störkraftverlauf für verschiedene Faktoren  $Id_s$

## 7.4 Lageregelung mit PI Lageregler

In Bild 7.9 sind die ermittelten Zeitverläufe der Lageregelung mit einem PI-Lageregler dargestellt.

Die Ergebnisse dokumentieren, dass Führungs- und Störverhalten nicht getrennt voneinander beeinflusst werden können.

Die Störungen werden zwar durch den integralen Anteil schnell erfaßt und ausgeglichen, allerdings führt das in den Stillstandspunkten zu einer großen Abweichung der Sollposition und entsprechenden Ausgleichsvorgängen.

Auch hier ist die Zustandsregelung gegenüber der Kaskadenregelung besser in ihrem Schwingungsverhalten einzustufen.

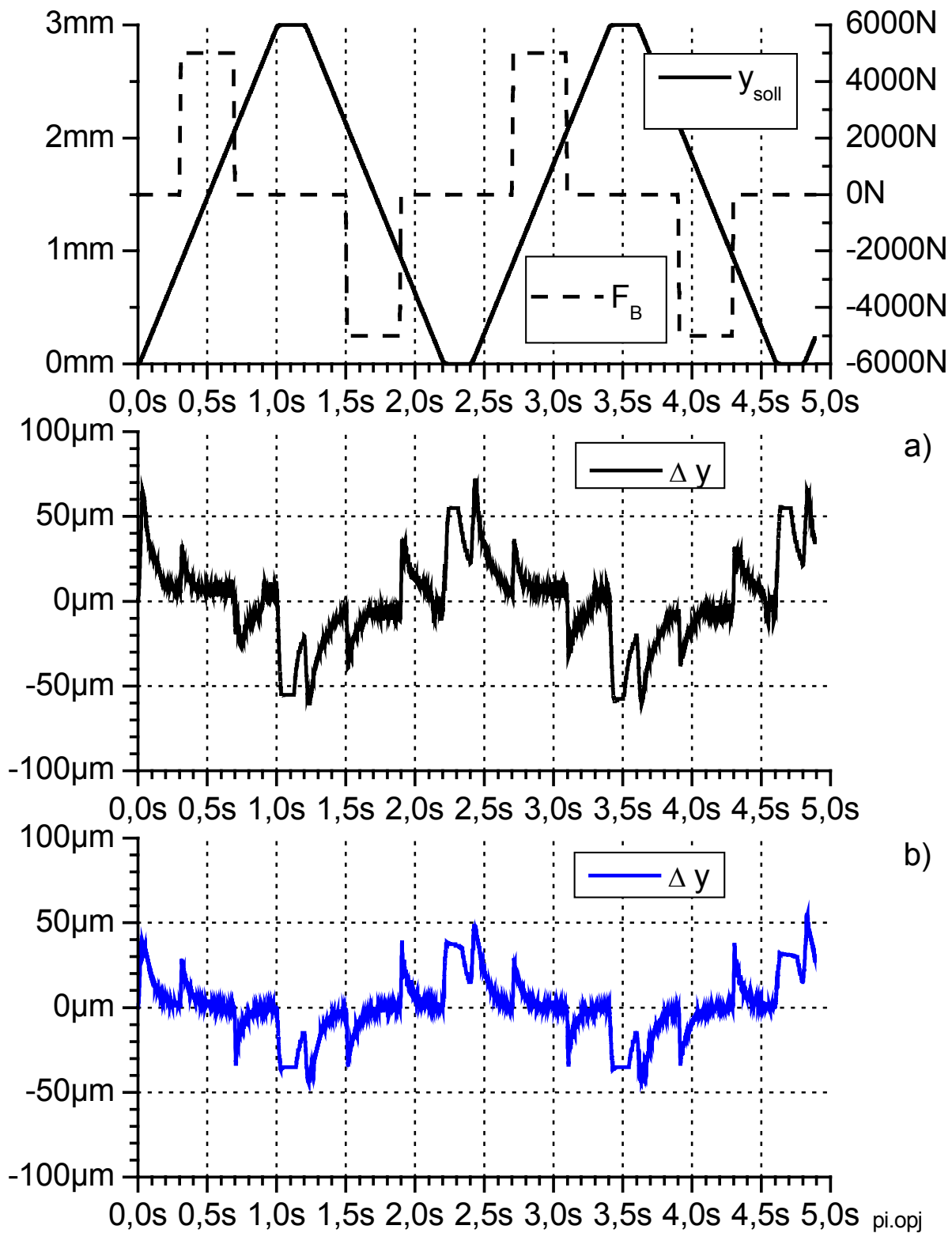


Bild 7.9: Lageregelung mit PI Lageregler (Messung)

a) Kaskadenregelung

b) Zustandsregelung

## 7.5 Vergleich und Bewertung der Methoden

Um einen quantitativen Vergleich zwischen den Regelungsstrategien zu ziehen, wurden zwei Kriterien ausgewählt, die zum einen den Stellaufwand bewerten und zum anderen die Positioniergenauigkeit der Lageregelung vergleichen lassen.

Zur Analyse des Stellaufwandes wird das Kriterium der Gleichung (7.1) angewendet, welches auch in den Reglerentwürfen mittels Parameteroptimierung sowie nach Riccati, vgl. Kapitel 4, verwendet wird.

$$J_I = \int_{0s}^{10s} I_A^2(t) dt \quad (7.1)$$

Als Bewertungsgröße wird der gemessene Ankerstromverlauf  $I_A(t)$  über einen Zeitraum von 10s verwendet. Um einen qualitativen Eindruck des Verlaufs des Stellsignals zu ermöglichen, sind in Bild 7.10 die quadrierten Zeitverläufe des Ankerstromes abgebildet. Dabei sind alle Diagramme auf  $1000A^2$  bezogen.

An dieser Stelle wird nur der Stellaufwand der Kompensationsverfahren bewertet, um deren Eigenschaften gegenüber der Grundstruktur zu analysieren [DOE\_99b].

Die Auswertung nach Gleichung (7.1) mit Hilfe der in Bild 7.10 dargestellten Zeitverläufe führt zu Tabelle 7.1

Tabelle 7.1: Relativer Stellaufwand gemäß Gleichung (7.1)

	Kaskadenregelung	Zustandsregelung
a) Ohne Kompensation	1	1,044
b) Explizite Kompensation	1,049	1,064
c) Störkraftbeobachter	0,980	0,995

Die Ergebnisse aus Tabelle 7.1 dokumentieren nur geringe Unterschiede zwischen Kaskaden- und Zustandsregelung. Weiterhin erkennt man, dass der Störkraftbeobachter den geringsten Stellaufwand aufweist, bei praktisch identischen Positionierungsergebnissen, wie bei der expliziten Kompensation.

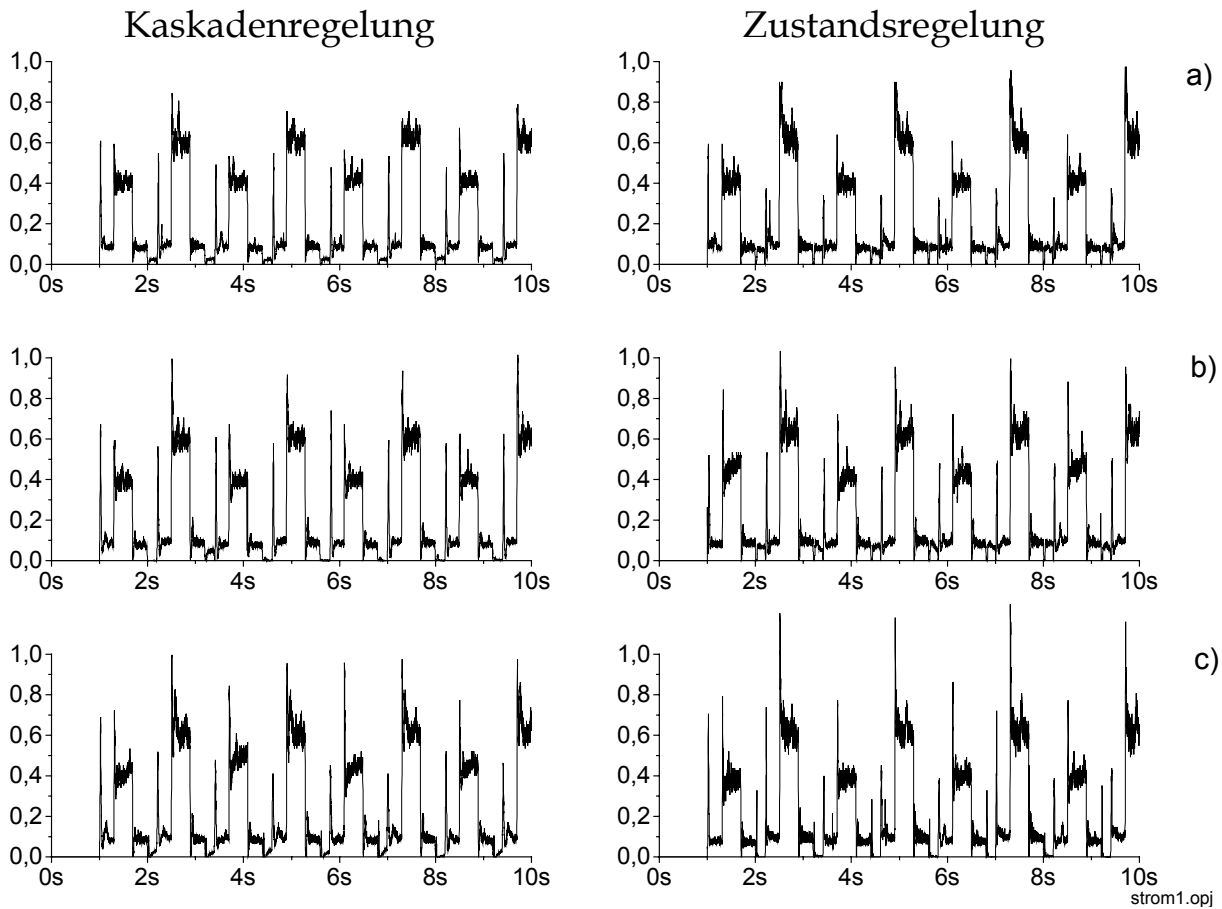


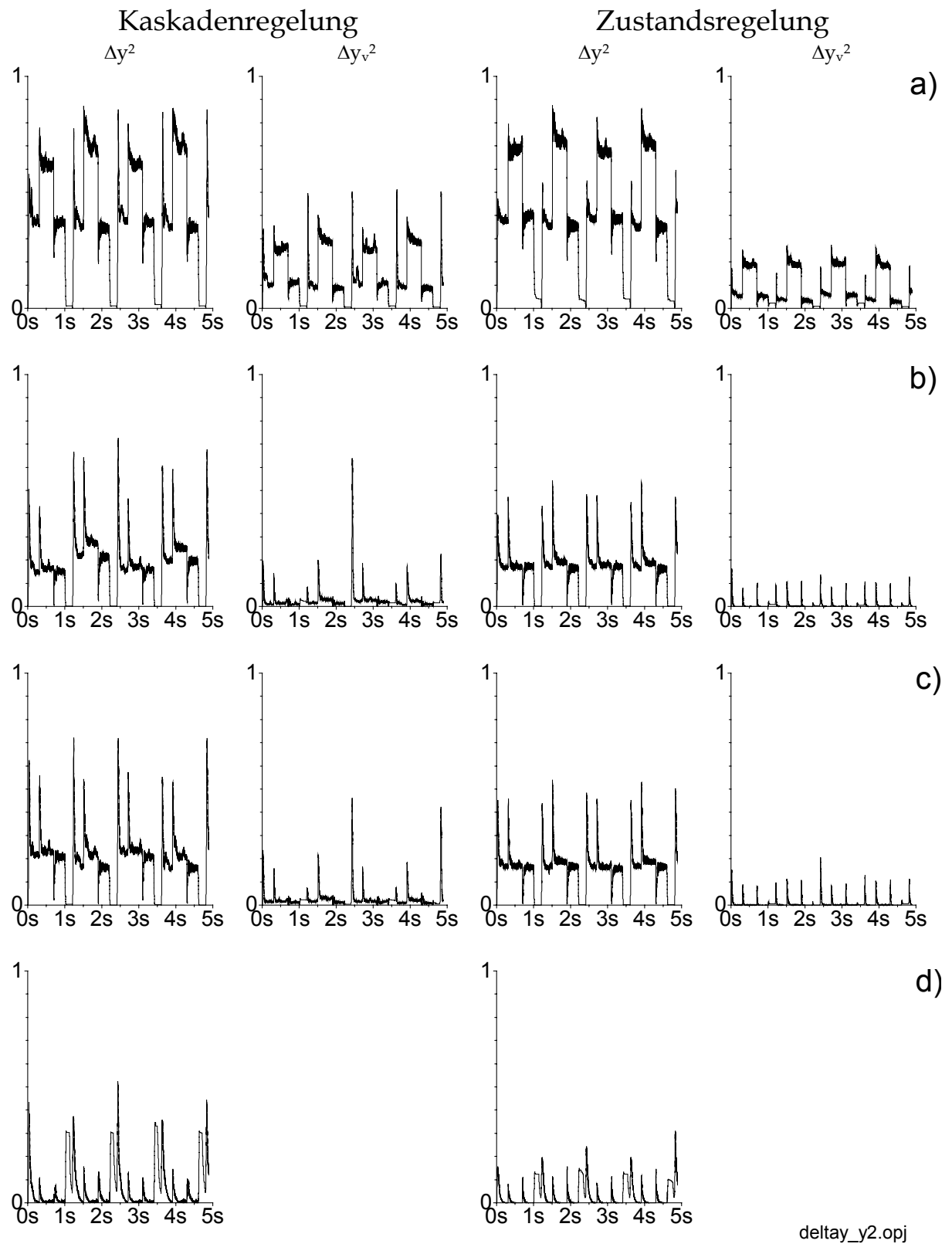
Bild 7.10: Vergleich des Stellaufwandes (1,0 entspricht 1000A<sup>2</sup>)

- a)  $I_A^2(t)$  Lageregelung ohne Störgrößenkompensation
- b)  $I_A^2(t)$  Lageregelung mit expliziter Störkraftkompensation
- c)  $I_A^2(t)$  Lageregelung Störkraftbeobachter

Als zweites quantitatives Vergleichsmerkmal wurden die vorgestellten Schleppfehler  $\Delta y$  bzw.  $\Delta y_v$  entsprechend Gleichung (7.2) berechnet und gegenübergestellt.

$$J_{\Delta y} = \int_{0s}^{5s} \Delta y^2(t) dt \quad (7.2)$$

Die Auswertung ergibt die in Bild 7.11 abgebildeten Diagramme für die quadratischen Zeitverläufe der Schlepp- bzw. Positionierfehler. Durch die identische Skalierung sind die unterschiedlichen Wirkungen der einzelnen Regelstrukturen gut zu erkennen.

Bild 7.11: Vergleich Regelabweichungen (1 entspricht  $10^4 \mu\text{m}^2$ )

- a) Lageregelung ohne Störgrößenkompensation
- b) Lageregelung mit expliziter Störkraftkompensation
- c) Lageregelung mit Störkraftbeobachter
- d) Lageregelung mit PI Lageregler

Die Auswertung der in Bild 7.11 abgebildeten Verläufe ergibt die in Tabelle 7.2 aufgeführten relativen Positionierfehler.

Als wesentlichstes Merkmal kann aus Tabelle 7.2 abgeleitet werden, dass in allen Bereichen die Zustandsregelung gegenüber der Kaskadenregelung zu geringeren Fehlern tendiert, obwohl die Fehlersumme ohne Kompensation etwas schlechter ist.

Tabelle 7.2: Quadratische Positionierfehler gemäß Gleichung (7.2)

	Kaskadenregelung		Zustandsregelung	
	$J_{\Delta y}$	$J_{\Delta yv}$	$J_{\Delta y}$	$J_{\Delta yv}$
a) Ohne Kompensation	1	0,3610	1,0246	0,2157
b) Explizite Kompensation	0,4396	0,0637	0,3934	0,0144
c) Störkraftbeobachter	0,4623	0,0602	0,3710	0,0151
d) PI Lageregler	0,1660	-	0,0796	-

Abschließend wird in Bild 7.12 der Einfluß der Störkraftkompensation auf die Lageregelung einer Kreisbahn zweier identisch aufgebauter Vorschubachsen dargestellt. Damit sich eine vergleichbare Schlittengeschwindigkeit, wie in den zuvor dargestellten Bildern ergibt, wird ein Durchmesser 1 mm gewählt. Die Ergebnisse werden simulatorisch er

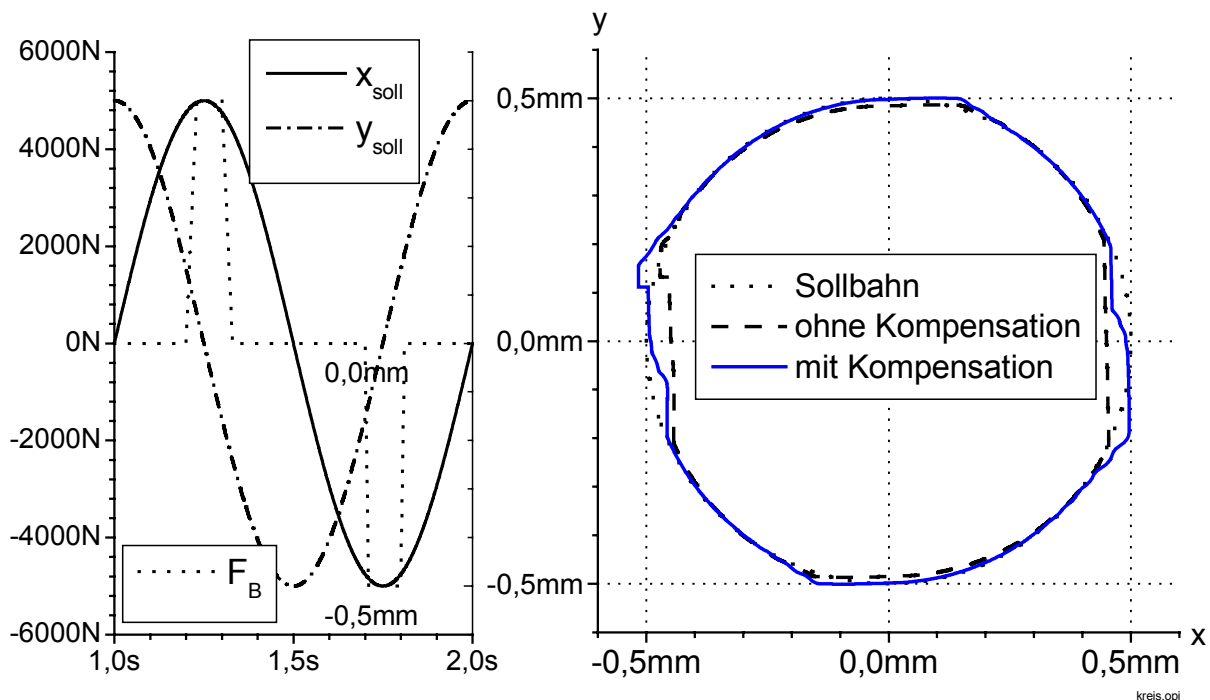


Bild 7.12: Bahnkurven bei Kreisfahrt (Simulation)



mittelt. Die Sollwertvorgaben und der Verlauf der Bearbeitungskraft beider Achsen sind in Bild 7.12.a dargestellt.

Betrachtet man die Bahnkurven in Bild 7.12.b so erkennt man jeweils zwei Bereiche in denen es zu einer signifikanten Abweichung von der Sollbahnkurve kommt.

Es existieren zwei Umkehrpunkte bei  $x=0$ . In diesen Punkten kommt es in der  $y$ -Richtung zu einer Umkehrung der Drehrichtung, die zu einem kurzen Stillstand der  $y$ -Achse führt. Grund dafür sind die wirkenden Reibkräfte. Es entsteht eine Abweichung, die größer ist für den Fall der nichtkompensierten Störkraft.

Um die zwei Umkehrpunkte bei  $y=0$  ergibt sich der gleiche Effekt. Allerdings wirkt jetzt zusätzlich auch die Bearbeitungskraft, welche die Abweichung von der Sollbahn verstärkt. Man erkennt deutlich die Verbesserung der Bahnkurve mit Hilfe der Störkraftkompensation.

## 8 Zusammenfassung

Die einzelnen Achsen von Werkzeugmaschinen verwenden zum Positionieren elektromechanische Antriebe. Sie bestehen aus einem Elektromotor der mit Hilfe eines leistungselektronisches Stellgliedes drehzahlgesteuert betrieben wird. Ein mechanisches Übertragungsglied übersetzt die Drehbewegung des Motors in die gewünschte Bewegung der Werkzeugmaschinenachse.

In derartigen Antrieben beeinflusst das mechanische Übertragungsverhalten maßgeblich das Gesamtverhalten. Unter anderen bestimmen die im Antriebsstrang auftretenden Reibungskräfte und die Rückwirkungen des Bearbeitungsvorganges, die Bearbeitungskräfte, die Positioniergenauigkeit. Sie wirken als Störgrößen auf die Lageregelung ein.

In dieser Arbeit wird zunächst ein Überblick über Veröffentlichungen gegeben, die sich mit Minimierung von Störungen in der Antriebstechnik auseinandersetzen. Dabei ist festzustellen, dass sich zahlreiche Publikationen mit Reibungsphänomenen befassen, jedoch den Rückwirkungen von Bearbeitungskräfte weniger Aufmerksamkeit gewidmet wird.

Aus diesem Grund wurde in der vorliegenden Arbeit an einem einachsigen Spindelantrieb neben der Reibungs- auch die Bearbeitungskraftkompensation untersucht. Dazu wurde ein neuartiger Bearbeitungskraftaktuator entwickelt. Er besteht aus einem Synchronlinearantrieb. Durch Integration dieses Aktuators in den elektromechanischen Spindelantrieb können Bearbeitungskräfte reproduzierbar nachgebildet werden.

Um eine hohe Bandbreite der Regelung zu ermöglichen, wurde ein hochdynamischer Vier-Quadranten-Steller entwickelt, der den elektromechanischen Spindelantrieb ansteuert.

Die Regel- und Steueralgorithmen zur Lageregelung des Spindelantriebs wurden in einem Signalprozessorsystem implementiert. Der Entwurf und die Ausführung der linearen Regelverfahren Kaskadenregelung und Zustandsregelung werden dargelegt.

Zur Analyse der Regelstrecke werden zwei Verfahren angewendet. Zum einen werden Ergebnisse eines online implementierten Verfahrens der kleinsten Fehlerquadrate zur Schätzung der Streckenparameter vorgestellt. Zum anderen werden Parameterschätzungen mit Hilfe eines Ver-

fahrens basierend auf Korrelationsanalyse ermittelt. Die Schätzergebnisse gehen sowohl in den Reglerentwurf als auch in die Verfahren zur Störkraftkompensation ein.

Zur Verbesserung des Störverhaltens werden im Rahmen dieser Arbeit verschiedene Regelstrukturen mit einem in dieser Arbeit entwickelten Störkraftbeobachter verglichen. Der Störkraftbeobachter ermittelt die nicht direkt messbare Summe aus Reib- und Bearbeitungskraft. Das ermittelte Signal wird zur Störgrößenaufschaltung verwendet. Simulatorische und experimentell gewonnene Ergebnisse zeigen, dass das Verfahren mit üblichen Regelstrukturen kombiniert werden kann und zu einer Verbesserung des Störverhaltens führt.

## 9 Literaturverzeichnis

- [ARM\_94] Armstrong-Heloury, B.; Dupont, P.; Canudas de Wit, C.: *A Survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction*. In: Automatica. H. 7 1994
- [AWA\_98] Awabdy, B.; Shih, W.; Auslander, D.: *Nanometer Positioning of a Linear Motion Stage under Static Load*. In: IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. H. 2 1998
- [BUD\_78] Budig, P.-K.: *Drehstromlinearmotoren*. Hüthig Verlag, Heidelberg. 1978
- [DAN\_71] Daniel, J. W.: *The Approximate Minimization of Functionals*, Prentice Hall, Englewood Cliffs 1971
- [DEU\_99] Deur, J.; Peric, N.: *Design of polynomial speed controller for electrical drives with elastic transmission*. In: Proc. EPE'99. Lausanne. 1999
- [DOE\_99a] Doenitz, S.: *A Disturbance Force Observer for position controlled Servo Drives*. In: Proc. PCIM'99. Nürnberg. 1999
- [DOE\_99b] Doenitz, S.: *Comparison of Disturbance Suppression for Servo Drives*. In: Proc. EPE'99. Lausanne. 1999
- [FER\_98] Ferretti, G.; Magnani, G.; Rocco, P.: *Modeling, Identification and Compensation of Pulsating Torque in Permanent Magnet AC Motors*. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics. H. 12 1998
- [FÖL\_94] Föllinger, O.: *Regelungstechnik*. 8. Aufl. Hüthig Verlag, Heidelberg. 1994
- [FRA\_89] Frank, D.: *Quantitative Gütebeurteilung elektrischer Servoantriebe unter praxisnahen Einsatzbedingungen*. ETG-Fachbericht 27 Elektrische Stell- und Positionierantriebe. VDE-Verlag. 1989
- [FRE\_97] Frenz, T.; Schröder, D.: *Online identification and compensation of friction influence of feed drives of machine tools*. In: Proc. EPE'97. Trondheim. 1997

- [GAM\_93] Gambach, H.: *Servoantrieb mit unterlagerter Zweipunktregelung ihrer Drehbeschleunigung*. Diss. Universität Stuttgart 1993
- [GEE\_96] Gees, A.: *Accelerometer-enhanced speed estimation for linear-drive machine tool axes*. Diss. EPFL Lausanne 1996
- [GIS\_92] Gißler, J.: *Verbessertes Führungs- und Störverhalten mit digitalem Lastmomentenbeobachter*. In: Tagungsband SPS/IPC/Drives 1992, VDE-Verlag 1992
- [GRO\_81] Gross, H.: *Elektrische Vorschubantriebe für Werkzeugmaschinen*. Berlin und München. Siemens-AG 1981
- [HEN\_92] Henrichfreise, H.: *Observer-based Coulomb friction torque compensation for a position control system*. In: Proc. PCIM'92, Nürnberg. 1992
- [HEN\_98] Henrichfreise, H. ; Witte, C.: *Beobachtergestützte nichtlineare Kompensation trockener Reibung in einem Positionierantrieb*. In: Automatisierungstechnik 3/98. 1998
- [HER\_94] Herget, T.: *Simulation und Messung des zeitlichen Verlaufs von Zerspankraftkomponenten beim Hochgeschwindigkeitsfräsen..* Diss. TH Darmstadt 1994. Hanser Verlag
- [HOF\_94] Hofmeyer, D.; Hofmann, W.: *Fuzzy control of a nonlinear two mass system*. In: Proc. PCIM'94. Nürnberg. 1994
- [HUA\_99] Huang, S.-J.; Shy, C.-Y.: *Fuzzy logic for constant force control of end milling*. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics. H. 2 1999
- [HUR\_99] Hur, N.; Nam, K.: *A Model-Based Dead-Time Compensation Scheme for a Voltage-Source PWM Inverter*. In: Proc. EPE'99. Lausanne. 1999
- [ISE\_88] Isermann, R.: *Digitale Regelsysteme 1*. 2. Aufl. Springer-Verlag 1988
- [ISE\_92a] Isermann, R.: *Identifikation dynamischer Systeme 1*. 2. Aufl. Springer-Verlag 1992
- [ISE\_92b] Isermann, R.: *Identifikation dynamischer Systeme 2*. 2. Aufl. Springer-Verlag 1992

- [ISE\_96] Isermann, R.: *Zur Anwendung der Fuzzy-Logik in der Regelungstechnik*. In: *atp-Automatisierungstechnische Praxis* 38. H. 11 1996
- [JUE\_83] Juen, G.; Zeitz, M.: *Regelung der Azimutbewegung eines 30m-Radioteleskops*. In: *Regelungstechnik* H.3,4 1983
- [JUE\_84] Juen, G.; Zeitz, M.: *Zustandsregelung von elastischen Antrieben mit Beschleunigungsrückführung*. In: *Regelungstechnik* H. 6 1984
- [KOK\_90] Kokes, M.: *Einrichtung zur Regelung von Systemen, deren Störgrößen einen zeit- oder winkelperiodischen Anteil enthalten*. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschrift DE 4026091 A1. 1990
- [MAR\_90] Maron, C.: *Methoden zur Identifikation und Lageregelung mechanischer Prozesse mit Reibung*. Diss. TH Darmstadt 1990. VDI-Verlag
- [MOH\_89] Mohan, N.; Undeland, T.; Robbins, W.: *Power Electronics: Converter, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York. 1989
- [PRO\_94] Probst, U.: *Untersuchungen zur Verbesserung des Lastverhaltens elektrischer Antriebe am Beispiel einer mikrorechnergeregelten Asynchronmaschine*. Diss. TH Darmstadt 1994
- [RUS\_98] Rusu, C.: *An adaptive position controller of the hybrid stepper motor drive with load torque observer*. In: *Proc. PCIM'98*, Nürnberg. 1998
- [SCH\_92] Schmidt, P.; Lorenz, R.: *Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of dc drives*. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*. H. 3 1992
- [SCH\_93] Schäfer, U.: *Entwicklung von nichtlinearen Drehzahl- und Lageregelungen zur Kompensation von Coulomb-Reibung und Lose bei einem elektrisch angetriebenen, elastischen Zweimassensystem*. Diss. TU München 1992
- [SCH\_95] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe 2*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg. 1995

- [SER\_95] Serri, A.: *Speed control improvement by observer for electrical drives*. In: Proc. EPE'95, Sevilla. 1995
- [SIL\_97] da Silva, W.: *Fuzzy logic controlled DC motor drive in presence of load disturbance*. In: Proc. EPE'97. Trondheim. 1997
- [SIN\_95] Singer, B.: *Adaptive Regelung eines Vorschubsystems mit nicht meßbaren Störgrößen*. Diss. TH Darmstadt 1995
- [TÖN\_98] Tönshoff, H.; Brahms, U.: *Verbesserte Regelung für Lineardirektantriebe in Werkzeugmaschinen*. In *Antriebstechnik* 37. H. 8 1998
- [UNB\_88] Unbehauen, H.: *Regelungstechnik. Identifikation, Adaption, Optimierung*. 3. Auflage Vieweg Verlag, Wiesbaden. 1988 Bd.3
- [VDI\_93] VDI-Berichte 988: *Neuentwicklungen in der Zerspantechnik*. VDI-Verlag 1993
- [VDI\_95] VDI-Berichte 1179: *Überwachung von Zerspan- und Umformprozessen*. VDI-Verlag 1995
- [WAL\_92] Walz, T.: *Zerspanungsleistungsregelung beim Fräsen*. Diss. TH Darmstadt 1992. Hanser Verlag
- [WEC\_89] Weck, M.: *Werkzeugmaschinen Band 3*. 3. Aufl. VDI Verlag, Düsseldorf. 1989
- [WEC\_97] Weck, M.; Krüger, P.; Brecher, C.; Remy, F.: *Statische und dynamische Steifigkeit von linearen Direktantrieben*. In: *Antriebstechnik* 36. H. 12 1997
- [WOL\_89] Wolff, U.: *Antriebsregelung bei Wellentorsion*. Diss. TH Darmstadt 1989
- [YAO\_92] Yaolong. L.; Holtz, J.: *Compensation of friction in motion control using a neural network*. In: Proc. 37. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium der TU Ilmenau, Ilmenau. 1992

Am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung der TU Darmstadt erstellte, nicht veröffentlichte Arbeiten:

- [BAD\_98] Badura, M.: *Überarbeitung des Meßkonzeptes eines Versuchsstandes für Vorschubantriebe*. Diplomarbeit Nr. 1257, TU Darmstadt 1998
- [ECK\_96] Eckert, S.: *Aufbau eines 4 Quadranten-Gleichstromstellers*. Studienarbeit Nr. 1215, TH Darmstadt 1996
- [KLO\_98] Klohr, M.: *Vergleich von Verfahren zur Minimierung des Einflusses von Störkräften in lagegeregelten Vorschubantrieben*. Diplomarbeit Nr. 1254, TU Darmstadt 1998
- [MUT\_98] Mutschler, P.: *Leistungselektronik I/II*. Vorlesungsskript, TU Darmstadt 1998
- [PAU\_98] Paul, W.: *Inbetriebnahme eines Belastungsaktuators für einen lagegeregelten Vorschubantrieb*. Diplomarbeit Nr. 1258, TU Darmstadt 1998
- [PET\_98] Peter, M.: *Verwendung von Beschleunigungssensoren zur Verbesserung des Störverhaltens von lagegeregelten Vorschubantrieben*. Studienarbeit Nr. 1263, TU Darmstadt 1998
- [PUS\_98] Pushkolli, B.: *Auslegung und Implementierung eines Störkraftbeobachters für einen lagegeregelten Vorschubantrieb*. Studienarbeit Nr. 1262, TU Darmstadt 1998
- [SCH\_97] Schmitt, K.-H.: *Inbetriebnahme eines lagegeregelten Vorschubantriebs*. Diplomarbeit Nr. 1237, TH Darmstadt 1997
- [SCH\_98] Schmitz, M.: *Reglerentwurfsverfahren für lagegeregelte Vorschubantriebe*. Diplomarbeit Nr. 1248, TU Darmstadt 1998
- [STE\_99] Steinhilber, J.: *Identifikation im Frequenzbereich*. Studienarbeit Nr. 1274, TU Darmstadt 1999



## A Anhang

### A.1 Daten des lagegeregelten Vorschubantriebs

#### Gleichstromantrieb:

Servomotor 1 HU3 108-0AH01	
Nennstrom	46 A
Drehmomentkonstante	0,85 Nm/ A
Trägheitsmoment	0,045 kgm <sup>2</sup>
Ankerinduktivität	3,2 mH
Ankerwiderstand	0,111 $\Omega$
Nennspannung	184 V
Zwischenkreisspannung	240 V

#### Mechanik:

Gewindespindel	
Steigung Kugelumlaufspindel ( $h_{sp}$ )	10 mm
Außendurchmesser	62,5 mm
Kerndurchmesser	59 mm
Länge	ca. 1,1 m
Trägheitsmoment (inkl. Kupplung)	0,0247 kgm <sup>2</sup>
Wirkungsgrad $\eta_{sp}$	0,89
Werkzeugschlitten	
Schlittenmasse	ca. 600 kg
Verfahrbereich	$\pm 0,3$ m

#### Sensorik:

Optischer Drehgeber	
Striche pro Umdrehung	5000
Maximale theoretische Auflösung	ca. 0,00014°
Optischer Lineargeber	
Strichgitterkonstante	20 $\mu$ m
Maximale theoretische Auflösung	ca. 0,04 $\mu$ m

## A.2 Daten des Bearbeitungskraftaktuator

Synchrone Linearantrieb:

Antriebsregelgerät DKR	
Nennspannung 3xAC	400-480 V
Regeldauerstrom (4/8 kHz)	71/60 A
Regelspitzenstrom	71 A
Regeldauerleistung (4/8 kHz)	26/22 kW
Regelspitzenleistung (4/8 kHz)	26 kW
Ausgangsspannung	0-360 V
Max. Ausgangsfrequenz (4/8 kHz)	800/1600 Hz
Synchron-Linearmotor	
Motorspitzenkraft	5600 N
Dauernennkraft	2800 N
Anziehungskraft bei Nennluftspalt	20100 N
Polteilung	37,5mm
Induktivität je Phase	12,8mH
Wicklungswiderstand je Phase bei 20°C	0,7Ω
Länge Primärteil	695mm
Länge Sekundärteil	1200mm

## A.3 Verformung des Gestells

In Bild 3.2.b ist die Seitenansicht des Versuchsaufbaus abgebildet. Aus dieser Darstellung kann man den Aufbau des Gestells zur Aufnahme der Primärteile des Synchronlinearmotors erkennen. Das Gestell ist als ein Stabwerk aufgebaut und in seinem prinzipiellen Aufbau in Bild A.1 unverformt und verformt dargestellt.

Die Verformung wird hervorgerufen durch die elektromagnetische Anziehungskraft, die zwischen den Primär- und Sekundärteilen des Synchronlinearmotors entsteht. Durch die Zwei-Stator-Anordnung, siehe Bild 3.5 und Bild 3.2, wirken die Kräfte in den Knotenpunkten 6 und 12, da dort die Sekundärteile befestigt sind. Nur im Idealfall heben sich die Anziehungskräfte bei gleichem Luftspalt auf und das Gestell muss keine Kräfte aufnehmen.

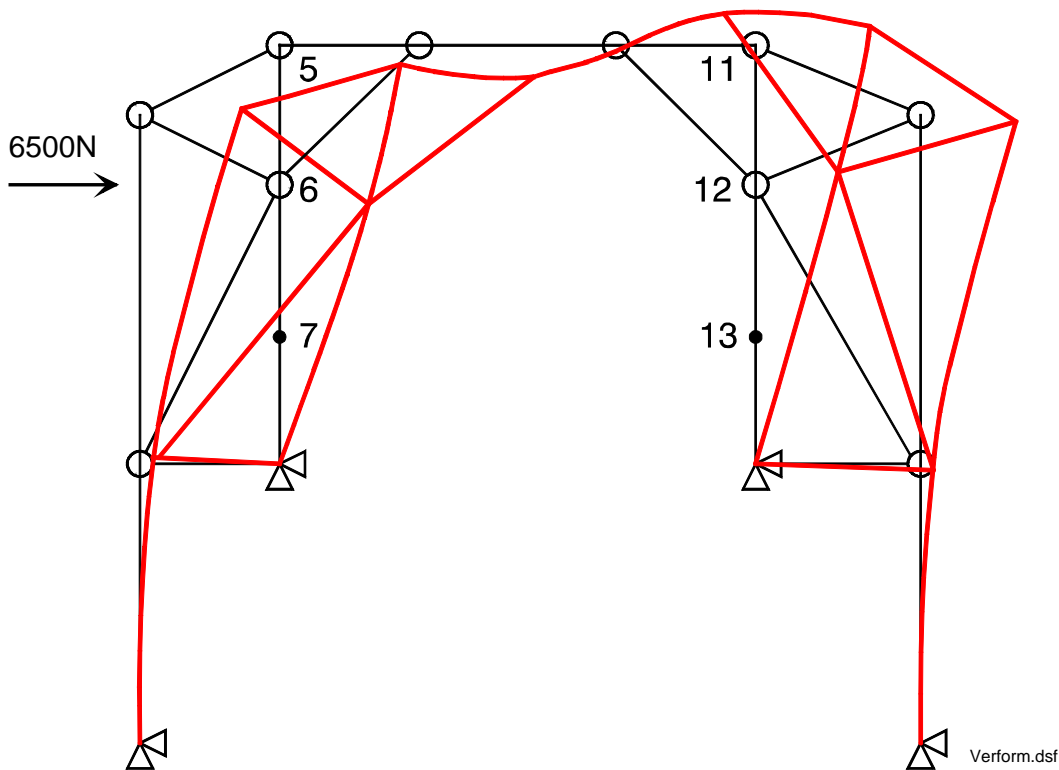


Bild A.1: Qualitative Verformung des Gestells

In der Realität wird es jedoch bedingt durch die Gestell-Elastizität und Montageungenauigkeit immer eine Ungleichheit geben, wodurch ein Luftspalt vergrößert und der andere sich verkleinert. Die Anziehungskräfte auf die Sekundärteile 1 und 2 ergeben sich aus Gleichung (A.1).

$$F_1 = 30600N \cdot e^{-\frac{s_n - \Delta s}{S_0}} \quad (\text{A.1})$$

$$F_2 = 30600N \cdot e^{-\frac{s_n + \Delta s}{S_0}}$$

Dies führt zu einer resultierenden Kraft  $\Delta F$ , die das Gestell aufnehmen muss gemäß Gleichung (A.2). Diese Gleichung ist gültig bis die Verschiebung  $\Delta s$  den Wert des Nennluftspaltes  $s_n$  annimmt. Mit dieser resultierenden Kraft von ca. 13kN wurde anschließend das Stabwerk berechnet.

$$\Delta F = F_1 - F_2 = 61200N \cdot e^{-\frac{s_n}{S_0}} \cdot \sinh\left(\frac{\Delta s}{S_0}\right) \quad (\text{A.2})$$

Da zwei identische Stabwerke aufgebaut worden sind, wurde bei der Berechnung der Verformung die Hälfte der maximalen Anziehungskraft verwendet. Die Verformung des Gestells ist ebenso in Bild A.1 qualitativ dargestellt. In Tabelle A.1 sind die berechneten horizontalen und vertikalen Verschiebung der einzelnen Knotenpunkte aufgeführt. Die Ergebnisse zeigen, dass bei maximal auftretender Anziehungskraft, der Nennluftspalt in seinen Toleranzbereich von  $\pm 0,2$  mm bleibt und somit das Ziel der Konstruktion erreicht wurde.

Tabelle A.1: Maximale Verschiebung der Knotenpunkte des Gestells

Knoten - Nr.	Verschiebung (horizontal) [mm]	Verschiebung (vertikal) [mm]
5	0,1562	0,0268
6	0,1184	0,0215
7	0,0648	0,0108
11	0,1544	-0,0247
12	0,1166	-0,0211
13	0,0639	-0,0106

Nennluftspalt des Linearmotors: 1,6 mm  $\pm 0,2$

## A.4 Reglerentwurf des Ankerstromreglers

Der Ankerstromregelkreis besteht im Wesentlichen aus den in Bild A.2 dargestellten vier Übertragungsgliedern. Stromregler, Stellglied und Meßglied sind im GS-Steller realisiert. Der Block GS-Maschine beinhaltet die bekannte Ankergleichung (A.3).

$$G_{GS} = \frac{1/R_A}{(1 + s \cdot L_A / R_A)} \quad (\text{A.3})$$

Bei der Entwicklung des 4 Quadrantenstellers GS-Stellers als Stellglied für die GS-Maschine sollte die Zeitkonstante des Strommessgliedes so gewählt werden, dass die Frequenz der Oberschwingungen des Ankerstromes hervorgerufen durch die Schalthandlungen gefiltert werden. Bedingt durch die unipolare Arbeitsweise ergibt sich als Störfrequenz die doppelte Schaltfrequenz.

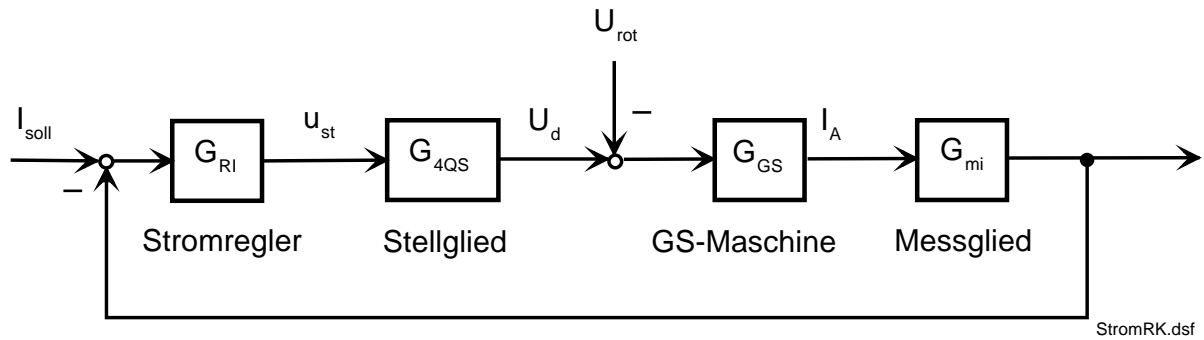


Bild A.2: Struktur des Ankerstromregelkreises

Am Versuchsstand wurden zufriedenstellende Ergebnisse erzielt bei einer Ausführung des Meßglied gemäß Gleichung (A.4).

$$G_{mi} = \frac{k_{mi}}{1 + s \cdot \frac{5}{2\pi \cdot f_s}} \quad (\text{A.4})$$

Das Stellglied besteht aus einer Verstärkung und einer mittleren Totzeit, die sich aus der Schaltfrequenz ergibt, siehe Gleichung (A.5).

$$G_{4QS} = \frac{U_{zw}}{u_{st}} \cdot e^{-s \cdot T_s / 2} \quad (\text{A.5})$$

Da die Totzeitkonstante des Stellgliedes mehr als eine Dekade kleiner als die kleinste der restlichen Streckenzeitkonstanten ist, kann sie beim Reglerentwurf vernachlässigt werden.

Als Stromregler wurde ein PI-Regler verwendet, der nach dem Betragsoptimum [FÖL\_84] ausgelegt worden ist. Die Vorhaltezeitkonstante des Reglers wurde der Ankerzeitkonstante gleich gesetzt, so dass deren Einfluss kompensiert werden konnte. Daraus ergibt sich bei Vernachlässigung der Totzeit des Stellgliedes die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises gemäß Gleichung (A.6).

$$G_{oi} = \frac{1}{s \cdot T_i \cdot \frac{R_A \cdot u_{st}}{k_{mi} \cdot U_{zw}}} \cdot \frac{1}{(1 + s \cdot \frac{5}{2\pi \cdot f_s})} \quad (\text{A.6})$$

Um eine Dämpfung des geschlossenen Stromregelkreises von ca. 0,7 zu erzielen, muss die Integrierzeitkonstante des offenen Kreises doppelt so

groß wie die Zeitkonstante der Strommessung sein. Somit ergibt sich die Integrierzeitkonstante des Stromreglers nach Gleichung (A.7). Die sich ergebende Sprungantwort des Regelkreises ist in Bild 3.4 abgebildet.

$$T_i = \frac{5 \cdot k_{mi} \cdot U_{zw}}{\pi \cdot f_s \cdot R_A \cdot u_{st}} \quad (\text{A.7})$$

## A.5 Erzeugung und Eigenschaften des PRBS-Signals

Das Pseudo-Rausch-Binär-Signal (PRBS) ist ein binäres Signal mit zwei Zuständen  $+\hat{x}$  und  $-\hat{x}$ . Es wird in dieser Arbeit aus einem rückgekoppelten 12Bit Schieberegister gemäß Bild A.3 erzeugt. Dadurch wiederholt sich der Signalverlauf jeweils nach der Perioden  $(2^{12} - 1) \cdot T_0$ . Somit ist das Auftreten der Amplituden  $\pm \hat{x}$  nicht zufällig, aber dennoch kann eine beliebig hohe Anregungsdauer gewählt werden und kommt damit dem Rauschsignal sehr nahe.

Weitere signaltechnische Eigenschaften dieses Signals sind in [ISE\_92a] dargelegt.

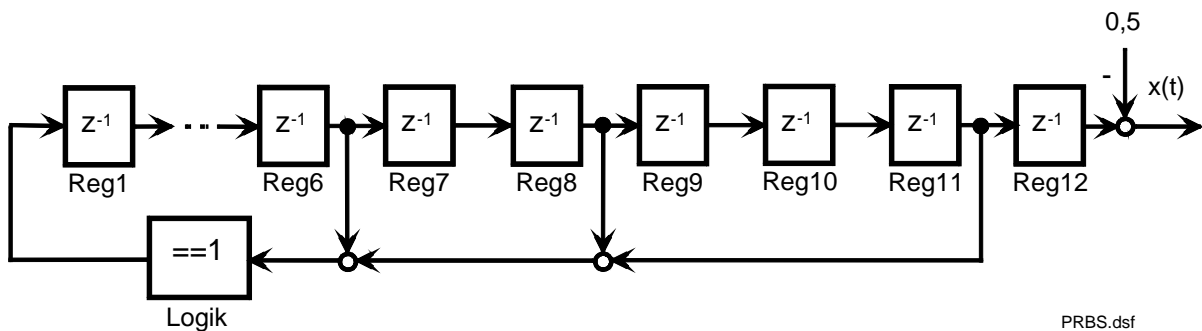


Bild A.3: Erzeugung des PRBS aus 12-stufigem Schieberegister

# Lebenslauf

## Persönliche Daten

Name: Steffen Doenitz  
geboren: 11.09.1966 in Gotha  
Familienstand: ledig

## Ausbildung und beruflicher Werdegang

1973 – 1983	Allgemeinbildende Oberschule, Gotha
1983 – 1986	Berufsausbildung mit Abitur, Erfurt Abschluss: Elektromonteur, fachspezifische Hochschulreife
11/86 – 04/88	Grundwehrdienst
09/88 – 07/90	Studium der Elektrotechnik an der TH Ilmenau
09/90 – 09/94	Studium der Elektrotechnik an der TH Darmstadt Vertiefungsrichtung Allgemeine Elektrotechnik
10/94 – 12/99	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung an der TU Darmstadt
Seit 03/2000	Angestellter der Adam Opel AG im Bereich Entwicklung von Brennstoffzellenfahrzeugen



Darmstadt, 28. April 2003